

A. HAIDEKKER

## Impulsformerschaltungen in der industriellen Transistorschaltungstechnik

DK 621.374.44:621.314.7

In der industriellen Elektronik nehmen Bauelemente, die Schaltfunktionen praktisch trägheitslos ausführen, einen wichtigen Platz ein.

Bis vor kurzem wurde für diese Zwecke ausschließlich die Elektronenröhre eingesetzt. Mit ihr lassen sich sehr viele Aufgaben, angefangen bei elektronischen Schaltern im Elektronenrechner, die Schaltzeiten von Bruchteilen einer Mikrosekunde haben müssen, bis zu gesteuerten Gleichrichtern bei industriellen Motorsteuerungen, lösen.

In letzter Zeit gesellte sich zu der Elektronenröhre ein neues Bauelement, der Transistor. Sein Aufbau und seine Wirkungsweise wurden schon oft an anderen Stellen beschrieben; auf ihre Erörterung kann deshalb verzichtet werden.

Im folgenden soll die Lösung eines Problems der industriellen Schaltungstechnik mit Transistoren behandelt werden. Dabei kann man sich auf die Anwendung des Flächentransistors beschränken, da nur dieser die für den industriellen Einsatz erforderliche Robustheit und hohe Betriebssicherheit aufweist.

### 1. Der Transistor als Schalter

Zunächst soll an Hand einer Kennlinienfeld-Darstellung die Wirkungsweise des Transistors im Schalterbetrieb betrachtet werden.

Am zweckmäßigsten betreibt man den Transistor als Schalter in Emitterschaltung. Seine Steuerung erfolgt durch eine zwischen Basis und Emitter angelegte Steuerspannung. Dabei ist zu beachten, daß der Transistor, im Gegensatz zur Röhre, Steuerleistung verbraucht. Bei den meisten industriellen Anwendungen ist diese Tatsache jedoch ohne Belang.

Abb. 1 zeigt die grundsätzliche Schaltungsweise eines Transistors als Schalter. Es fällt auf, daß die Basis keine feste negative Vorspannung erhält, wie es in Verstärkerschaltungen üblich ist. Vielmehr wird der Transistor durch impuls- oder sinusförmige Spannungen, d.h. durch schnelles Ändern des Basispotentials, so kräftig übersteuert, daß der Kollektorstrom  $I_c$  zwischen einem Höchst- und einem Mindestwert (Kollektorreststrom  $I'_{c0}$ ) hin und her springt.

In Abb. 2 ist das  $I_c$ - $U_{ce}$ -Kennlinienfeld des OC 76 (Valvo) dargestellt, in dem zwei Tatsachen auffallen. Die beim maximal zulässigen Kollektorstrom  $I_{c\max}$  verbleibende Restspannung  $U_{kn}$  (Kniespannung) zwischen Kollektor und Emitter ist sehr niedrig (Bruchteile eines Volt). Während beim OC 76 die Kniespannung bei 125 mA Kollektorstrom nur 0,25 V ist, liegen an einem voll geöffneten Thyatron wenigstens 10...12 V Bogenspannung; Elektronenröhren haben noch erheblich höhere Anodenrestspannungen. Im Gegensatz zu den Verhältnissen bei den zuletzt genannten Bauelementen fließt bei gesperrtem Transistor jedoch ein Kollektorreststrom (in Emitterschaltung mit  $I'_{c0}$  bezeichnet, wenn  $I_b = 0$  ist).

Um den Transistor mit maximalem Wirkungsgrad als Schalter anwenden zu können, muß man danach trachten, bei gegebenem maximalen Kollektorstrom die Kniespannung zu erreichen und bei gesperrtem Transistor einen möglichst geringen Reststrom  $I'_{c0}$  (bei gegebener Kollektorspannung) zu erhalten.

Wenn man sich beim Sperren des Transistors nicht darauf beschränkt, die Spannung  $U_{be} = 0$  V zwischen Basis und Emitter einzustellen, sondern eine positive Spannung anlegt, ist es möglich, den Kollektorreststrom unter den Wert von  $I'_{c0}$  zu senken. Bereits bei sehr geringer positiver Basisspannung (einige zehntel Volt) kann dieser den Wert  $I_{c0}$ , d.h. den Wert des Kollektorreststromes in Basisschaltung (bei  $I_b = 0$ ), erreichen.

In das Kennlinienfeld (Abb. 2) ist die Verlustleistungshyperbel  $N_{e\max}$  für die maximal zulässige Betriebstemperatur des Transistors eingezeichnet. Überschreitet die Verlustleistung im Betrieb den höchstzulässigen Betrag, so erwärmt sich der Transistor und „läuft weg“, d.h., er wird unter ungünstigen Umständen zerstört (Wechselwirkung zwischen Temperatur und Kollektorstrom).

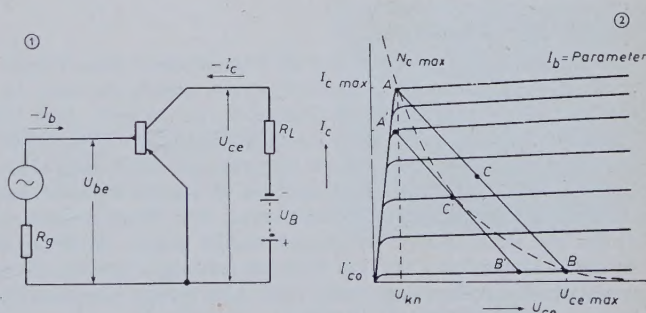


Abb. 1. Schaltung eines Transistors im Schalterbetrieb.  $I_b$  = Basisstrom,  $I_c$  = Kollektorstrom,  $U_{be}$  = Basisspannung,  $U_{ce}$  = Kollektorspannung,  $R_g$  = Innenwiderstand der Spannungsquelle,  $R_L$  = Lastwiderstand. Abb. 2. Kennlinienfeld (Kollektorstrom  $I_c$  in Abhängigkeit von der Kollektorspannung  $U_{ce}$ ) eines Transistors mit Lastkennlinie für Schalterbetrieb in Emitterschaltung

Kann der Transistor nicht genügend schnell umgesteuert werden, so ist sein Einsatz als Schalter unwirtschaftlich, da man ihn dann nur längs der Linie  $A'B'$  (Abb. 2) aussteuern darf, d.h., der Arbeitspunkt muß dann immer unterhalb der Verlusthyperbel bleiben. Bei maximal zulässigem Kollektorstrom und maximaler Sperrspannung bedeutet das eine ungenügende Ausnutzung des Transistors. Wenn es jedoch gelingt, den Transistor längs der Linie  $A-B$  zu steuern, ergeben sich maximale Ausnutzung und ein guter Wirkungsgrad.



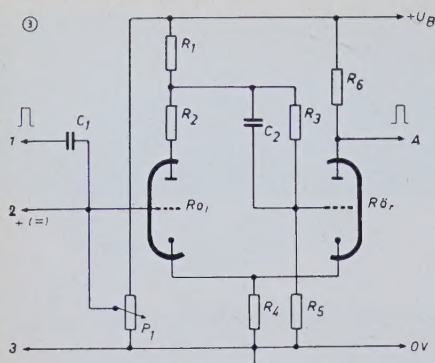


Abb. 3. Prinzipschaltung eines Impulsformers mit Elektronenröhren

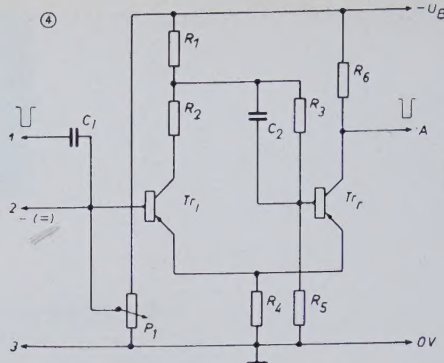


Abb. 4. Prinzipschaltung eines Impulsformers mit Transistoren

Der Punkt C (Abb. 2) braucht bei genügend schneller Umsteuerung des Transistors nicht mehr unterhalb der Verlusthyperbel zu liegen. Vielmehr kann dann die Arbeitsgerade größtenteils oberhalb der Verlusthyperbel verlaufen.

Für einen wirtschaftlichen Einsatz des Transistors im Schalterbetrieb sind folgende drei Forderungen zu stellen:

1. Bei maximalem Kollektorstrom ist die Kniespannung  $U_{kn}$  anzustreben. Die Begrenzung ergibt sich einerseits durch den höchstzulässigen Kollektorstrom  $I_{cmax}$  und andererseits durch die höchstzulässige Kollektorverlustleistung  $N_{cmax}$ .
2. Bei gesperrtem Transistor, d. h. maximal zulässiger Kollektorspannung  $U_{cemax}$ , soll der Kollektorreststrom  $I_{c0}$  der Basisschaltung erreicht werden.
3. Die Umschaltzeit von A nach B ist so gering wie schaltungsmäßig möglich zu halten, damit der momentane Arbeitspunkt nur sehr kurze Zeit oberhalb der Verlusthyperbel bleibt.

Bei einer Schaltung nach Abb. 1 ist die letzte Forderung sehr oft nicht einzuhalten, da die Steuerspannung meistens sehr langsam anwächst. In solchen Fällen könnte man den Transistor als Schalter nicht einsetzen. Nachstehend soll jedoch eine Schaltung beschrieben werden, die den Einsatz des Transistors auch dann ermöglicht, wenn die Steuerspannung sich sehr langsam ändert und trotzdem ein sehr schnelles Schalten und damit maximale Ausnutzung des Transistors ergibt.

Der Transistor hat in dieser Schaltung ähnliche Eigenschaften wie — auf eine andere Ebene projiziert — ein Thyatron. Im Gegensatz zu Thyratrons haben die Transistorschaltungen aber den Vorteil, daß man sie bei Gleichstrombetrieb „löschen“ kann, ohne den Kollektorkreis zu unterbrechen.

## 2. Impulsformerschaltungen

In der Röhrenschaltungstechnik sind als Impulsformer- bzw. Triggerschaltungen quasi-monostabile Multivibratoren üblich, die dazu dienen, verschliffene Impulse in Rechteckform zu bringen, bzw. von Zählröhren (z.B. *Valvo* E1 T) die erforderliche Impulsform herzustellen. Eine Bedeutung haben diese Schaltungen also nur als Former- bzw. Koinzidenzschaltungen, Amplitudensiebe u. ä. Für die Zwecke eines Leistungsschalters sind sie nicht interessant, weil Elektronenröhren nicht das hier erforderliche Übergangsverhalten zeigen. Es sei ferner noch darauf hingewiesen, daß bei Röhrenschaltungen meistens keine Spannungsrückkopplung angewandt wird. Abb. 3 zeigt eine derartige Schaltung, die folgendermaßen arbeitet:

Im Ruhezustand führt die rechte Röhre, deren Gitter durch den Spannungsteiler  $R_1, R_3, R_5$  eine entsprechende Vorspannung erhält, während der am gemeinsamen Kathodenwiderstand  $R_4$  entstehende Spannungsabfall die linke Röhre sperrt.

Wenn auf den Eingang (Klemmen 2 und 3) eine Steuergleichspannung gegeben wird, geschieht nichts, sofern diese Gleichspannung nicht den durch  $P_1$  eingestellten Schwellwert erreicht. Überschreitet die Steuerspannung durch langsames Ansteigen oder plötzliche Änderung diesen Schwellwert, so beginnt die linke Röhre Strom zu ziehen, und es entsteht an  $R_1$  ein Spannungsabfall. Dadurch vermindert sich die positive Vorspannung des Gitters der rechten Röhre, und der von ihrem Anodenstrom herrührende Spannungsabfall am gemeinsamen Kathodenwiderstand  $R_4$  verringert sich. Die linke Röhre

kann deshalb mehr Strom ziehen, der Spannungsabfall an  $R_1$  vergrößert sich usw. bis schließlich die rechte Röhre gesperrt ist. Dieser Vorgang spielt sich in sehr kurzer Zeit ab.

Trotz des langsamen Anwachsens der Steuerspannung ergibt sich ein sehr schnelles Umkippen der Schaltung von dem einen in den anderen Zustand. Da die rechte Röhre schnell gesperrt wird, kann an ihrem Anodenwiderstand ein positiver Impuls mit exakter Rechteckform abgenommen werden. Das Zurückkippen der Schaltung erfolgt nur, wenn die Spannung zwischen den Klemmen 2 und 3 des Eingangs wieder unter die Ansprechgrenze gesunken ist.

Durch das Potentiometer  $P_1$  kann man die Ansprechgrenze der gesamten Anordnung einstellen. Der Spannungsteiler  $R_1, R_2$  bestimmt die Größe der Hysteresis (Halteverhältnis) bzw. die Umkippgeschwindigkeit. Je größer  $R_1$  im Verhältnis zu  $R_2$  ist, desto schneller kippt die Schaltung um, jedoch um so größer ist auch die Hysteresis.

Diese Schaltung unterscheidet sich sehr deutlich vom monostabilen Multivibrator, der unabhängig von der Höhe eines etwaigen Gleichspannungspotentials am Gitter der ersten Röhre in die Anfangslage zurückfällt.

Bei der Triggerschaltung nach Abb. 3 ist das Rückkippen vor dem Absinken des Steuerpotentials unter den eingestellten Schwellwert nicht möglich, da das Gitter der rechten Röhre auch gleichspannungsmäßig durch den Spannungsteiler  $R_1, R_3, R_5$  festgehalten wird.

Ganz anders verhält es sich jedoch, wenn Transistoren in Impulsformerschaltungen eingesetzt werden. Spannungsrückkopplung ist dabei nicht möglich, da Transistoren Steuerleistung verbrauchen (Leistungsrückkopplung).

Abb. 4 zeigt eine mit *pnp*-Flächentransistoren aufgebaute Impulsformerschaltung. Die Analogie mit der in Abb. 3 dargestellten Röhrenschaltung ist ersichtlich. Ihre Bedeutung ist aus den eingangs gemachten Darlegungen verständlich.

Trotz einer u. U. sehr langsam anwachsenden Gleichspannung zwischen den Eingangsklemmen 2 und 3 sind für die beiden Transistoren nur zwei Schaltzustände gegeben. Aus dem Mechanismus dieser Triggerschaltung folgt, daß jeder Transistor entweder nur „offen“ oder nur „gesperrt“ sein kann. Die beiden Transistoren verharren wechselweise entweder im Punkt A oder im Punkt B (Abb. 2). Da der Arbeitspunkt die Linie A—B sehr schnell durchwandert, darf die Arbeitsgerade die Verlusthyperbel  $N_{cmax}$  schneiden; die Transistoren können also vollständig ausgenutzt werden.

Wegen der Leistungsrückkopplung ist der im Spannungsteiler  $R_1, R_3, R_5$  (Abb. 4) fließende Strom wesentlich höher als bei der Röhrenschaltung. Er darf jedoch nicht beliebig hoch werden, da dann der Spannungsteiler  $R_1, R_2$  wirkungslos wäre.

Der entnommene Strom soll, wie üblich, nicht größer als  $1/10$  des Spannungsteilerquerschnitts sein. Diese Begrenzung läßt eine Verwendung von Leistungstransistoren nicht zu, da mit größer werdendem Kollektorstrom des rechten Transistors auch sein Basisstrombedarf wächst. Ein zu hoher Basisstrom würde aber die Wirkungsweise des Spannungsteilers  $R_1, R_3, R_5$  beeinträchtigen.

Diese Tatsache bedingt, daß ein unmittelbares Schalten von Relais durch Transistor-Triggerschaltungen nur bis zu mittleren Relais-Erregerleistungen (20...30 mW) möglich ist. Diese Einschränkung bedeutet keinen Nachteil. Auch größere Leistungstransistoren lassen sich mit vorgeschalteten Triggerstufen so aussteuern, daß ihr Arbeitspunkt sich sehr schnell längs der Linie A—B (Abb. 2) bewegt. Im Abschnitt 3 ist eine hierzu geeignete Schaltung angegeben. Welche Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich für Impulsformer-Schaltungen mit Transistoren?

Außer für die bei der Besprechung der mit Röhren bestückten Impulsformerschaltungen genannten Anwendungsgebiete sind solche Schaltungen sowohl als echte Impulsverstärker (Stromverstärkung z. B. 4000fach und mehr) wie auch als Leistungsschalter zu verwenden (vgl. Schaltung Abb. 8). Da in dieser Schaltung kein Zwischenzustand (Abb. 2, Arbeitspunkt C bzw. C') möglich ist, besteht nicht die Gefahr, daß der Transistor überlastet wird. Trotzdem braucht man



nicht mit Impulsen zu steuern, sondern man kann eine beliebig langsam schwankende Gleichspannung benutzen und die Ansprechgrenze wie bei Röhrenschaltungen durch Potentiometer nach oben oder unten verschieben. Mit dem Transistor OC 76 bestückte Impulsformerschaltungen erreichen Anstiegszeiten von  $0,6 \mu\text{s}$  und weniger. Die untere mit NF-Flächentransistoren z. Z. erreichbare Grenze dürfte bei etwa  $0,1 \mu\text{s}$  liegen.

Das Steuern dieser Triggerschaltung ist sowohl durch „Hochtasten“ als auch durch „Niedertasten“ möglich. Beim „Hochtasten“ wird die Schaltung mit dem Potentiometer  $P_1$  so eingestellt, daß im ungesteuerten Zustand der linke Transistor gesperrt und der rechte geöffnet ist. Steigt die negative Steuerspannung zwischen den Eingangsklemmen 2 und 3, so erfolgt beim Erreichen der Ansprechgrenze ein Umkippen der Schaltung. Dem entspricht das Steuern mit negativen Impulsen über den Koppelkondensator  $C_1$ . Diese Betriebsweise ergibt keine Phasendrehung der Impulse. Beim „Niedertasten“ ist die Schaltung mit dem Potentiometer  $P_1$  so einzustellen, daß der linke Transistor Strom führt, während der rechte gesperrt ist. Gesteuert wird jetzt durch Senken des Gleichspannungspotentials zwischen den Eingangsklemmen 2 und 3 bzw. durch positive Impulse über den Koppelkondensator  $C_1$ . Bei dieser Betriebsart erfolgt eine Phasendrehung der Impulse um  $180^\circ$ .

Aus Vorhergesagtem erhellt, daß diese Schaltung vorzugsweise zum Betätigen von Relais angewandt wird. Sie ist anpassungsfähig und läßt sich an den Klemmen 2 und 3 sowohl unmittelbar durch eine Gleichspannung als auch durch eine Wechselspannung mit zwischengeschalteter Demodulatorstufe steuern.

Infolge der bei Schaltungen der beschriebenen Art wirksamen Temperaturabhängigkeit von  $U_{be}$  (Änderung Spannung Basis—Emitter etwa  $2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ) kann sich die Ansprechgrenze mit steigender Temperatur nach unten verschieben; die Schaltung wird also empfindlicher. Falls keine Ansprechgenauigkeit in der Größenordnung der temperaturbedingten  $U_{be}$ -Änderung erforderlich ist, genügt eine Kompensationsschaltung nach Abb. 5.

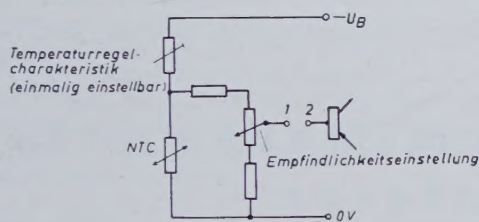


Abb. 5. Kompensationsschaltung zum Ausgleich von Temperatureinflüssen

Eine weitere Möglichkeit zur Temperaturkompensation bietet die Betriebsart „Niedertasten“, bei der der linke Transistor im Ruhezustand der Schaltung Strom führt und somit analog der bei Verstärkern verwendeten Schaltungsweise gegen Temperatureinflüsse stabilisiert ist.

### 3. Anwendungen in der industriellen Elektronik, der Steuerungs- und Regelungstechnik

Aus den dargelegten Gesichtspunkten ergibt sich die Bedeutung dieser Triggerschaltungen für die industrielle Elektronik. Nachstehend werden einige Schaltungen aufgeführt, die, den Bedürfnissen der Praxis entsprechend, beliebig abgewandelt werden können.

In Abb. 6 ist die Schaltung eines Impulsformers für hohe Zählfolgefrequenzen dargestellt, der sich für die Anwendung in Zählstufen für Arbeitsmaschinen aller Art, Koinzidenzstufen, z. B. in Querschneidern, Abzähleinheiten an Tablettierpressen und Abpackmaschinen, Steuereinrichtungen, Impulsamplitudendiskriminatoren usw., eignet. Das Gewicht eines ausgeführten Gerätes ist  $5 \text{ g}$ , der Rauminhalt  $6 \text{ cm}^3$  (Abmessungen:  $30 \times 20 \times 10 \text{ mm}$ ). Die Abb. 7a...c zeigen einige Oszillogramme der Spannung am Ausgang (bei Frequenzen von 10, 50 und  $200 \text{ kHz}$ ).

Es ist möglich, in die Schaltung nach Abb. 6 an Stelle des Lastwiderstandes von  $560 \text{ Ohm}$  am Kollektor des rechten Transistors ein  $12\text{-V}$ -Relais einzubauen. Bei herabgesetzter Schalzhäufigkeit ist dann ein sicheres Schalten gewährleistet. Zweckmäßigerweise schaltet man dem Relais eine Diode, z. B. Valvo OA 85, parallel, da sonst die Kollektor-

Emitterstrecke des Transistors im Abschalt Augenblick einen unzulässig hohen Spannungsstoß erhalten könnte. Ganz allgemein empfiehlt es sich beim Verwenden von Triggerschaltungen zum Schalten von Relais, diesen aus vorerwähntem Grund Schutzdioden parallel zu schalten.

Es ist auch möglich, den ersten Transistor in Abb. 6 durch einen Fototransistor zu ersetzen. Eine äußere Steuerspannung braucht nicht angelegt zu werden. Die verstärkenden Eigenschaften des Fototransistors und der Triggerschaltung erlauben ein unmittelbares Schalten stärkerer Relais durch verhältnismäßig schwache Lichtimpulse oder in der Intensität schwankendes Gleichlicht.

Abb. 8 gibt die Schaltung eines Leistungsschalters für  $3,7 \text{ W}$  Schaltleistung wieder. Abb. 9 zeigt die Ansicht dieses Schalters mit den

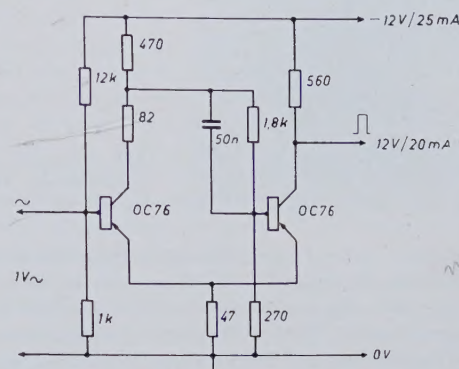


Abb. 6. Impulsformer für hohe Zählfolgefrequenz

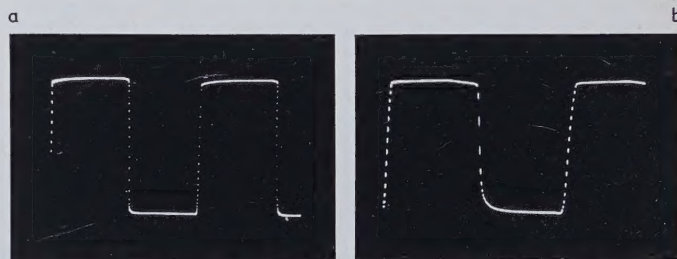
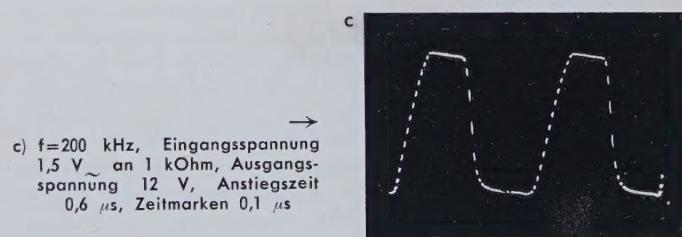


Abb. 7. Kollektorspannungsozillogramm des rechten Transistors in Abb. 6.  
a)  $f=10 \text{ kHz}$ , Eingangsspannung  $1,9 \text{ V}$  an  $1 \text{ kOhm}$ , Ausgangsspannung  $12 \text{ V}$  an  $600 \dots 1000 \text{ Ohm}$ , Anstiegszeit  $1 \mu\text{s}$ , Zeitmarken  $0,1 \mu\text{s}$   
b)  $f=50 \text{ kHz}$ , Eingangsspannung  $1,8 \text{ V}$  an  $1 \text{ kOhm}$ , Ausgangsspannung  $12 \text{ V}$ , Anstiegszeit  $0,8 \mu\text{s}$ , Zeitmarken  $0,1 \mu\text{s}$



c)  $f=200 \text{ kHz}$ , Eingangsspannung  $1,5 \text{ V}$  an  $1 \text{ kOhm}$ , Ausgangsspannung  $12 \text{ V}$ , Anstiegszeit  $0,6 \mu\text{s}$ , Zeitmarken  $0,1 \mu\text{s}$

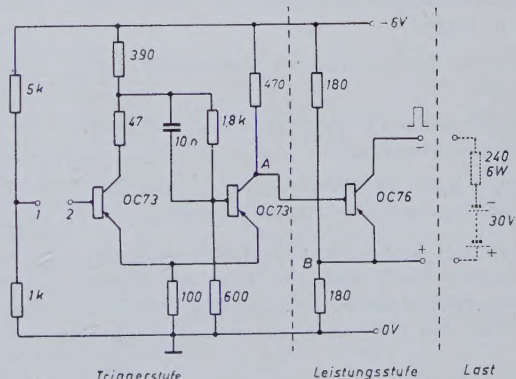


Abb. 8. Impulsformerschaltung als Leistungsschalter



Abmessungen  $35 \times 32 \times 11$  mm (Gewicht 7 g). Seine Speisespannung ist niedrig, der Eigenverbrauch gering. Diese Schaltung lässt sich vielseitig verwenden. Sie kann an den Klemmen 1 und 2 fotoelektrisch oder durch mechanische Kontakte, z. B. Feintaster, Fühler und Tastorgane von Drehbänken, Fräsmaschinen und Schleifmaschinen gesteuert werden.

Die Schaltung besteht aus der steuernden Triggerstufe und der Leistungsstufe, an die man Kraftschaltglieder, Relais usw. anschließen kann.

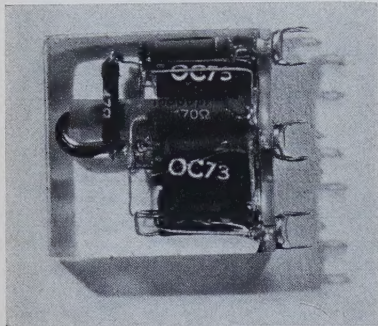


Abb. 9. Ansicht eines fertig ausgeführten Bausteins in der Schaltung nach Abb. 8

Im ungesteuerten Zustand führt der rechte Triggertransistor Strom. Das Potential des Punktes A ist positiver als das des Punktes B (Abb. 8). Über den Spannungsteiler  $2 \times 180$  Ohm liegt der Emitter der Leistungsstufe hoch. Wird die Triggerstufe umgesteuert, so sperrt der rechte Triggertransistor, das Potential von Punkt A wird negativer als das von Punkt B und die Leistungsstufe ist geöffnet. Eine solche Schaltungsart gewährleistet günstigen Schalterbetrieb. Da die Basis des Leistungstransistors positiv ist, wenn die Leistungsstufe gesperrt, und stark negativ, wenn sie geöffnet ist, ergibt sich ein

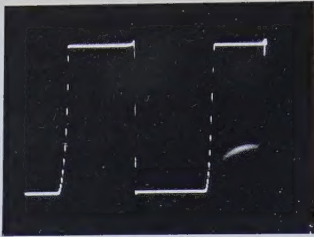


Abb. 10. Kollektorspannungsoszillogramm des Transistors OC 76 in Abb. 8.  $f = 5$  kHz, Eingangsspannung 0,5 V<sub>~</sub> an 1 kOhm, Ausgangsspannung 30 V an 240 Ohm, Anstiegszeit 3  $\mu$ s, Abstand der Zeitmarken 10  $\mu$ s

günstiges Temperaturverhalten. Im gesperrten Zustand kann nur ein sehr geringer Kollektorreststrom fließen, weil die Basis positiv ist; im geöffneten Zustand ist der Reststrom wegen des hohen Kollektorstroms ohne Bedeutung. Abb. 10 zeigt ein Oszillogramm der Spannung am Kollektor der Leistungsstufe.

In Abb. 11 ist eine Demodulatorstufe zur Schaltung Abb. 8 dargestellt, die die Steuerung der Steuerstufe mit Wechselstrom ermöglicht, ohne daß ein Triggern im Takt der angelegten Wechselspannung erfolgt.

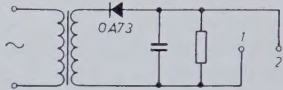


Abb. 11. Demodulatorstufe zur Schaltung nach Abb. 8

Hohe Schaltfrequenzen sind beim Schalten von Relais ohne Einfluß. Beachtlich ist, daß mit der angegebenen kleinen Baukasten-Einheit starke Relais mit Schaltleistungen von  $3 \times 500$  W unmittelbar betätigt werden können. Wenn man bedenkt, daß sich mit einem 7 g schweren Gerät und wenigen  $\mu$ W Steuerleistung ein  $\frac{3}{4}$ -PS-Drehstrommotor schalten läßt, vermag man den hier erreichten Fortschritt zu ermessen.

Fortsetzung: 3/1958

Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Hochschule Aachen<sup>1)</sup>

H. BENEKING,  
K. H. KUPFERSCHMIDT  
und H. WOLF

# Gleichstrom-Meßverstärker mit Transistoren

DK 621.375.4.024

Häufig besteht Bedarf an einem Gleichstromverstärker, der mit vernünftigem Aufwand eine möglichst hohe Verstärkung bei guter Nullpunkt Konstanz erreicht. Die Schwierigkeiten, die beim Bau eines Gleichstromverstärkers mit Elektronenröhren auftreten, sind hinlänglich bekannt. Besondere Mühe macht dabei die galvanische Kopplung zweier Stufen. Bei Verwendung von Transistoren werden die Verhältnisse in dieser Beziehung wegen der relativ kleinen Betriebsspannungen etwas einfacher. Dafür müssen jedoch andere Nachteile in Kauf genommen werden.

- a) Der Eingangswiderstand eines Transistors ist endlich (je nach Schaltung 10 Ohm bis 100 kOhm); eine leistungslose Steuerung ist damit nicht möglich.
- b) Es tritt eine Rückwirkung des Ausgangs auf den Eingang auf.
- c) Die Eigenschaften des Transistors sind in hohem Maße temperaturabhängig.

Gerade diese letzte Tatsache macht sich beim Bau eines Meßgerätes besonders störend bemerkbar.

Der nachstehend beschriebene Verstärker sollte bei einem kleinsten Meßbereich von 1  $\mu$ A mit einem 0,1-mA-Anzeigeelement ausgerüstet werden. Daraus folgt die Notwendigkeit einer 100fachen

Stromverstärkung, bei der eine gute Nullpunkt Konstanz sicherzustellen ist. Um mit einer möglichst geringen Steuerleistung auszukommen, muß man den Eingangswiderstand des Verstärkers so klein wie möglich machen.

## 1. Wirkungsweise der Schaltung

Die genannten Forderungen werden durch eine Schaltung nach Abb. 1 erfüllt. Es handelt sich dabei um einen zweistufigen Gleichstromverstärker, bei dem in der ersten Stufe die Emitter- und in der zweiten Stufe die Kollektorschaltung verwendet wird. Das Prinzip der Anordnung sei nachstehend kurz erläutert.

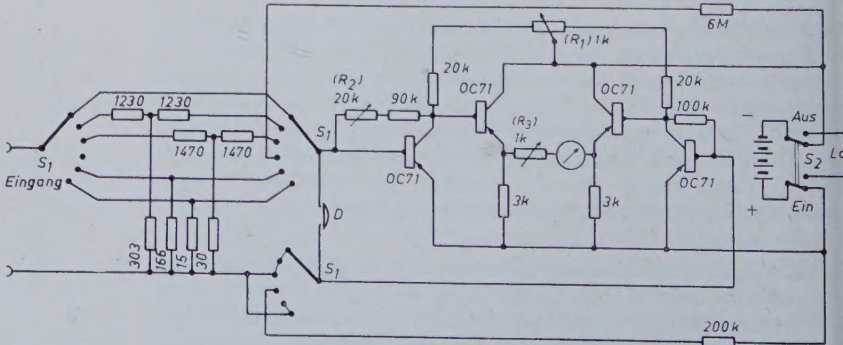


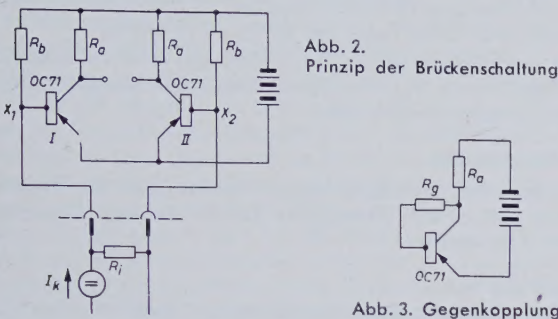
Abb. 1. Vollständige Schaltung des Verstärkers

<sup>1)</sup> Aus der Diplomarbeit von K. H. Kupferschmidt, Februar 1956



1.1 Thermokompensation

Wegen der starken Temperaturabhängigkeit des Transistors kommt nur eine Brückenschaltung in Betracht, deren Prinzip in Abb. 2 dargestellt ist. Sinnvoll ist diese Schaltung jedoch nur dann, wenn beide Transistoren gleichen Temperaturgang des Kollektorstromes haben und sichergestellt ist, daß sie sich stets auf gleicher Temperatur befinden. Man muß deshalb zwei entsprechende Transistoren auswählen und sie gemeinsam in ein Medium guter Wärmeleitfähigkeit einbetten. Hierzu werden die beiden Transistoren in einem kleinen,



mit Paraffinöl gefüllten Topf untergebracht. So kann sich ein durch ungleichmäßige innere Erwärmung hervorgerufener Temperaturunterschied zwischen beiden Exemplaren rasch ausgleichen. Ferner wirken sich Änderungen der Raumtemperatur wegen der hohen Wärmekapazität des Systems nur langsam aus.

1.2 Anschluß des Meßobjektes

Der Anschluß des Prüflings hat so zu erfolgen, daß die Größe seines Innenwiderstandes keinen Einfluß auf den Arbeitspunkt der Transistoren ausübt. Man kann ihn also nicht zwischen Basis und Emitter, z.B. des Transistor *I* in Abb. 2, anschließen, da dann sein Innenwiderstand parallel zur Basis-Emitter-Strecke den Arbeitspunkt dieses Transistors verschieben würde; das hätte einen Ausschlag des Instrumentes zur Folge. Die gewählte Schaltung läßt sich durch Anschluß des Prüflings zwischen den Punkten *X*<sub>1</sub> und *X*<sub>2</sub> (Abb. 2) im Gegentakt aussteuern. Da sich diese beiden Punkte (ideale Transistoren und symmetrische Schaltung vorausgesetzt) auf gleichem Potential befinden, bleibt der Nullpunkt unabhängig vom Innenwiderstand des Prüflings erhalten.

1.3 Gegenkopplung

Die in 1.1 und 1.2 gemachte Voraussetzung völliger Gleichheit zweier Transistoren ist in der Praxis natürlich nicht erfüllbar. Um trotzdem eine gute Nullpunkt Konstanz sicherzustellen, ist eine Gleichstrom-Gegenkopplung angebracht. Bei einem Gleichstromverstärker läßt es sich nicht verhindern, daß eine solche Gegenkopplung zur Arbeitspunktstabilisierung auch dynamisch wirkt. Das heißt, daß ein Gewinn an Stabilität durch einen Verlust an Verstärkung erkaufte werden muß. Andererseits erhöht eine solche Gegenkopplung Konstanz und Linearität der Verstärkung. Gewählt wurde eine Schaltung nach Abb. 3. Der Widerstand *R*<sub>g</sub> zwischen Kollektor und Basis dient einerseits der Zuführung des Basisruhestromes (Arbeitspunkteinstellung), andererseits führt er — sofern er groß ist gegen den Widerstand der Basis-Emitter-Strecke — einen der Kollektorspannungsänderung proportionalen Strom auf die Basis zurück.

1.4 Anzeigestufe

Als Anzeigegerät wird ein 0,1-mA-Instrument der Klasse 1,5 mit einem Innenwiderstand von 600 Ohm verwendet. Zur Speisung dieser Last wurde die zweite Stufe in Kollektorschaltung ausgeführt. Diese hat erstens den für die Wirkung der Gegenkopplung der ersten Stufe notwendigen hohen Eingangswiderstand, zweitens den für ungefähre Leistungsanpassung des Instrumentes notwendigen kleinen Ausgangswiderstand und drittens ist sie stabil, weil sie wie ein Katodenverstärker in sich gegengekoppelt ist.

2. Ausführung der Schaltung

Die Dimensionierung der vollständigen Schaltung zeigt Abb. 1. Die Betriebsspannung von 6 V wird einem kleinen gasdichten Deac-Akkumulator (150 mAh) entnommen, der keine Wartung erfordert.

Deshalb ist er fest in das Gerät eingebaut und kann in Stellung „Aus“ des Schalters *S*<sub>2</sub> über zwei Buchsen von außen geladen werden.

Im unausgesteuerten Zustand müssen sowohl die Eingangsklemmen als auch die Klemmen des Instrumentes auf gleichem Potential liegen. Deshalb sind zwei Einstellmöglichkeiten erforderlich, und zwar die Widerstände *R*<sub>1</sub> und *R*<sub>2</sub>, deren Einstellungen wegen der Rückwirkung des Transistors nicht unabhängig voneinander sind. Der Nullabgleich geht also durch wechselseitige Änderung dieser beiden Widerstände vonstatten. Bei richtigem Abgleich darf ein Kurzschluß der Eingangsklemmen (Druckknopf *D*) keinen Zeigerausschlag hervorrufen.

Das Gerät hat ferner einen Meßbereichumschalter *S*<sub>1</sub>. Der empfindlichste Meßbereich ist 1 µA bei einem Eingangswiderstand von 1500 Ohm. Es können durch *S*<sub>1</sub> die Meßbereiche 10 µA und 100 µA eingestellt werden, und zwar wahlweise bei gleichem oder um den Faktor 10 bzw. 100 verringertem Eingangswiderstand.

Um auch Absolutmessungen durchführen zu können, führt man in Stellung „Eichen“ des Schalters *S*<sub>1</sub> den Eingangsklemmen aus der eingebauten Spannungsquelle über zwei Widerstände einen Strom von 1 µA zu. Mit dem in Serie zum Instrument liegenden Regelwiderstand *R*<sub>3</sub> kann das Instrument dann auf Vollausschlag gebracht werden. Die Meßgenauigkeit hängt damit von der Konstanz der Batteriespannung ab, die während der Entladung um etwa 5% absinkt. Bei Relativmessungen hingegen ist die Genauigkeit durch die Güteklasse des Instrumentes gegeben.

Das Gerät wird in erster Linie als Anzeigeverstärker bei der Abtastung von Meßleitungen verwendet, wobei ein weiterer Vorteil gegenüber einem Galvanometer die wesentlich geringere Dämpfung und damit kurze Einstellzeit (unabhängig vom Generatorwiderstand) ist. Darüber hinaus kann es für viele andere Zwecke benutzt werden.

Röhren und Transistoren

Kaltkathoden-Relaisröhre GR 21

In elektronischen Automatschaltungen, Zähschaltungen usw. haben Kaltkathoden-Röhren gegenüber Röhren mit geheizter Katode den besonderen Vorteil einer niedrigen Wärmeentwicklung, so daß ein Einbau in vollständig geschlossene, staubdichte Gehäuse möglich ist. Hinzu kommt, daß für manche Fälle die optische Kontrollmöglichkeit des Schaltzustandes der Röhre ein Vorteil sein kann. Die *Cerberus GmbH*, Bad Ragaz (Vertretung in Deutschland: *Neye & Schmidt*, Frankfurt a.M.), hat den neuen Subminiatur-Typ GR 21 entwickelt, der bei 12,5 mm Ø eine Länge von nur 40 mm hat und sich infolge Verwendung einer Reinformalkatode durch große Konstanz und lange Lebensdauer auszeichnet. Der Betriebszustand ist vom Kolbenende her gut sichtbar. Die Montage ist durch die Möglichkeit, die Röhre in eine Kabeldurchführungsstülpe einstecken zu können, besonders einfach. Die zwei Starterelektroden ermöglichen zahlreiche Schaltungsvarianten, da die Röhre durch zwei voneinander unabhängige Kreise gesteuert werden kann. Die Zündung erfolgt, wenn die Zündbedingungen in einem der beiden Steuerkreise erfüllt sind. Dadurch lassen sich beispielsweise Zählgeräte mit Vorwahl und automatischer Nullstellung, Zählgeräte für Addition und Subtraktion, Speicherschaltungen und Automatschaltungen besonders einfach aufbauen.

GFT 21 und GFT 32 — zwei neue TeKaDe-Transistoren

*TeKaDe* ergänzt das bisherige Transistoren-Programm um die beiden neuen Typen GFT 21 und GFT 32, für die nachstehende vorläufige technische Daten (bei 25°C) genannt werden.

	Basisschaltung	Emitterschaltung
<b>GFT 21</b>		
Kollektorspannung <i>U</i> <sub>c</sub>	— 3 V	— 3 V
Kollektorstrom <i>I</i> <sub>c</sub>	— 3 mA	— 3 mA
Emitterstrom <i>I</i> <sub>e</sub>	3 mA	3 mA
Kollektorruhestrom <i>I</i> <sub>co</sub>	— 10 µA	— 300 µA
Stromverstärkung α = <i>h</i> <sub>21</sub>	— 0,99 (> 0,98)	90 (> 60)
Leistungsverstärkung <i>g</i> <sub>opt</sub> (Eingang und Ausgang angepaßt)	30 dB	44 dB
Grenzfrequenz <i>f</i> <sub>g</sub>	900 kHz	15 kHz
Rauschfaktor <i>F</i>	< 20 dB	< 20 dB
<b>GFT 32</b>		
Kollektorspannung <i>U</i> <sub>c</sub>	— 6 V	— 1 V
Kollektorstrom <i>I</i> <sub>c</sub>	— 10 mA	— 100 mA
Basisstrom <i>I</i> <sub>b</sub>	0,12 mA	2 mA
Basisspannung <i>U</i> <sub>b</sub>	0,25 V	0,6 V
Kollektorruhestrom <i>I</i> <sub>co</sub> (bei — 3 V und <i>I</i> <sub>e</sub> = 0)	— 5 (< 15) µA	
Kollektorkniespannung <i>U</i> <sub>ce</sub> (bei <i>I</i> <sub>c</sub> = 150 mA)	— 0,5 V	



E. E. HÜCKING

# Ein Punkt- und Gittergeber für Laborzwecke

DK 621.374.44:621.397.62.032.263

Ein Punkt- und Gittergeber ist ein Signalgenerator, der zur Entwicklung von Ablensystemen und Ablenschaltungen für Fernsehempfänger benötigt wird. Er erzeugt wahlweise ein Punktraster oder ein Gittermuster. Das Punktraster dient zur Beurteilung aller Fokussiereigenschaften eines Ablensystemes, während man das Gittermuster zur Beurteilung der Geometrieverhältnisse an einem Ablensystem sowie zur Messung der Linearität von Ablenschaltungen verwendet.

## 1. Technische Forderungen

Beschrieben wird ein für den Laborgebrauch bestimmtes Gerät, bei dessen Entwicklung folgende Forderungen zu erfüllen waren:

1. Die Punkte des Punktrasters müssen durch Nadelimpulse von maximal  $0,1 \mu\text{s}$  Halbwertbreite dargestellt werden, und jede Punktreihe darf nur während einer einzigen Zeile geschrieben werden. Dadurch erhalten die Punkte in horizontaler und vertikaler Richtung die gleiche, kleinstmögliche Abmessung. Die gleiche Breite ergibt sich für die Linien des Gittermusters.
2. Der Abstand der Punkte bzw. Linien gegeneinander in horizontaler und vertikaler Richtung soll auf einem 43-cm-Bildschirm nicht größer als 1 cm und in gewissen Grenzen variabel sein.
3. Das Ausgangssignal des Gerätes muß die Austastimpulse mit normgerechter Breite und ausreichend großer Amplitude enthalten, damit eine scharfe Abgrenzung des sichtbaren Bildfeldes an den Rändern zur Messung der Ablenkamplituden vorhanden ist.

4. Für die Speisung des Gerätes stehen folgende Signale zur Verfügung: Vertikal-Austastung, Horizontal-Austastung und Synchron-Gemisch, alle positiv, mit einem Pegel von  $10 V_{ss}$  an 150 Ohm.

5. Das Ausgangssignal soll ein BAS-Signal mit positiver Polarität und einem Pegel von  $3 V_{ss}$  sein, das mittels abgeschlossener 150-Ohm-Kabel entnommen werden kann.

## 2. Schaltungsprinzip

Die grundsätzliche Wirkungsweise der Schaltung ist aus dem Prinzipschaltbild Abb. 1, dem Impulsplan Abb. 2 und dem Gesamtschaltbild Abb. 3 zu ersehen.

### 2.1 Punktraster

Mit Hilfe der beiden mechanisch gekuppelten Schalter  $S_1$  und  $S_2$  wird das gewünschte Muster gewählt. Die gezeichnete Stellung gilt für das Punktraster, das folgendermaßen entsteht:

Ein getasteter Sperrschwinger ( $Rö\ 15$ ) erzeugt Nadelimpulse von etwa  $0,1 \mu\text{s}$  Dauer, die die einzelnen Punkte des Punktrasters darstellen und an der Katode der Sperrschwingerröhre ausgekoppelt werden. Der zeitliche Abstand dieser Nadelimpulse ist durch den Regler  $P\ 11$  zwischen etwa  $1,2$  und  $1,6 \mu\text{s}$  variabel, wodurch ein genügend kleiner horizontaler Punktabstand gemäß Forderung 2 eingestellt werden kann.

Der Sperrschwinger ( $Rö\ 15$ ) schwingt nur, wenn die Taströhre  $Rö\ 16$  gesperrt ist. Letztere wird dementsprechend mit negativen Hilfsimpulsen gespeist, deren Breite dem sichtbaren Teil einer Zeile entspricht, d.h., die Hilfsimpulse beginnen mit dem Ende eines Zeilen-Austastimpulses und enden mit dem Beginn des nächsten. Während eines solchen Hilfsimpulses wird also eine horizontale Punktreihe

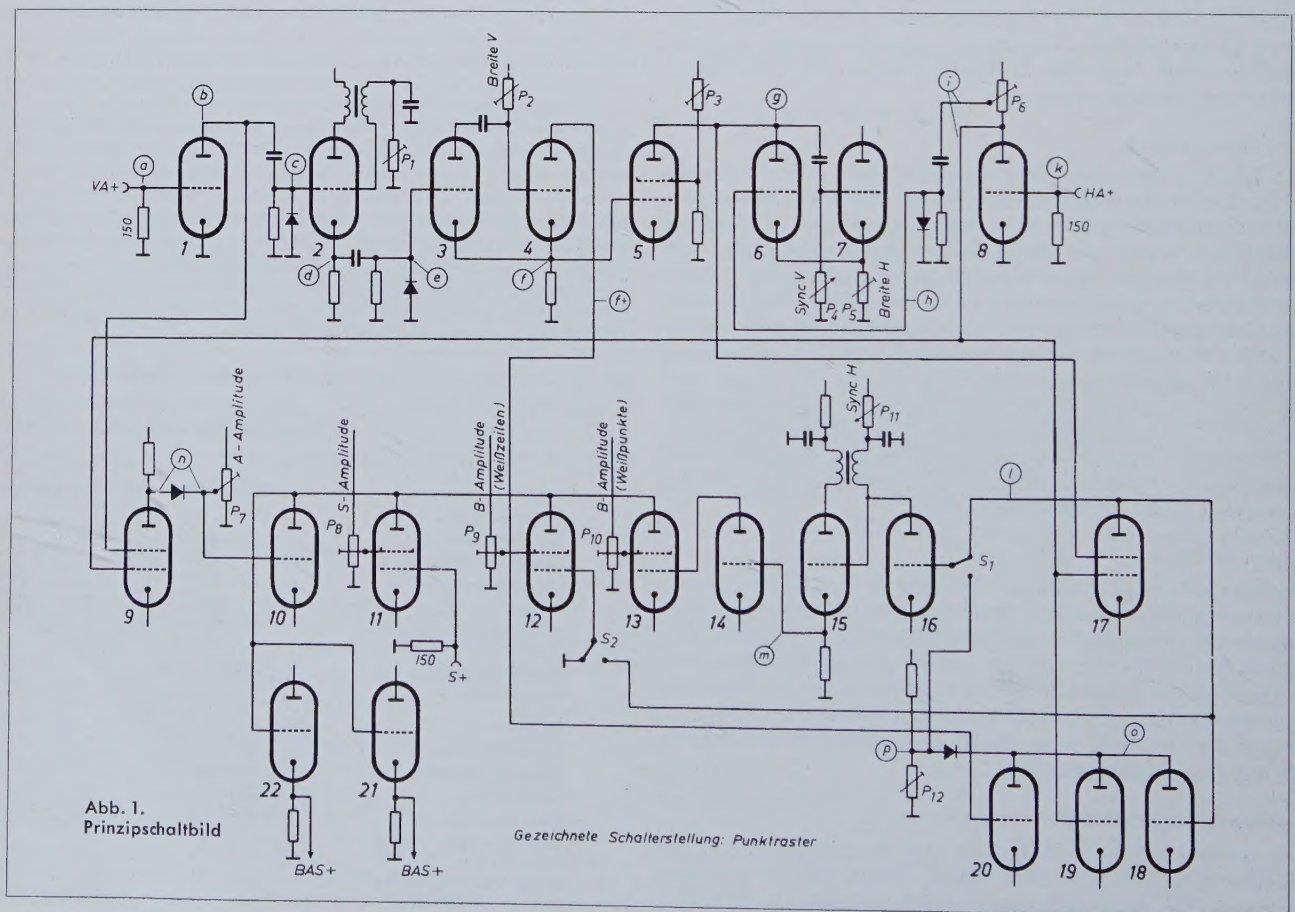


Abb. 1.  
Prinzipschaltbild

Gezeichnete Schalterstellung: Punktraster



geschrieben. Dieser folgt eine Pause von etwa 10 Zeilen Dauer, in der der Sperrschwinger nicht schwingt. Erst dann folgt der nächste Hilfsimpuls und damit eine weitere Punktreihe. Auf diese Weise werden während eines Teilbildes etwa 27 horizontale Punktreihen geschrieben, so daß ein genügend kleiner vertikaler Punktabstand gemäß Forderung 2 erreicht wird. Während des nun folgenden Teilbildes erhält die Taströhre keine Hilfsimpulse, es werden also keine Punkte geschrieben, und erst mit dem folgenden Teilbild beginnt der Vorgang von neuem. Dadurch wird erreicht, daß gemäß Forderung 1 jede Punktreihe nur während einer einzigen Zeile geschrieben wird; andernfalls würden nämlich infolge des Zeilensprunges die Punktreihen aus zwei aufeinanderfolgenden Teilbildern um einen Zeilenabstand versetzt, d.h. die Punkte in vertikaler Richtung verdoppelt.

Das Hilfssignal entsteht folgendermaßen: Von der Eingangsbuchse V4, die wie alle Eingänge des Gerätes mit 150 Ohm abgeschlossen ist, werden die Vertikal-Austastimpulse *a* der Abschneidestufe R5 1 zugeführt und an ihrer Anode mit negativer Polarität *b* abgenommen. Die Impulse werden dann differenziert, wobei die (negativen) Vorderflanken durch eine Germanium-Diode unterdrückt werden. Mit den positiven Rückflanken *c* wird der als Frequenzteiler 1:2 arbeitende Sperrschwinger R5 2 synchronisiert. Dieser liefert an seinem Katodenwiderstand positive Impulse *d*, deren Vorderflanken mit dem Ende jedes zweiten Vertikal-Austastimpulses zeitlich zusammenfallen. Die Impulse *d* werden mit Unterdrückung der (negativen) Rückflanken differenziert; die positiven Vorderflanken *e* triggern einen katodengekoppelten Univibrator (R5 3 und 4). Die Breite des am Katodenwiderstand dieses Univibrators entstehenden negativen Impulses *f* ist mit Hilfe des Reglers P 2 so eingestellt, daß dieser Impuls mit dem Beginn des auf den Triggerimpuls *e* folgenden Vertikal-Austastimpulses endet.

Der Impuls *f* überstreicht also den nicht ausgetasteten (sichtbaren) Teil jedes zweiten Teilbildes, in dem nachher das Punktraster geschrieben wird. Er wird einer Taströhre R5 5 zugeführt, die einen katodengekoppelten Multivibrator R5 6 und 7 derart tastet, daß dieser nur während der Impulse *f* schwingt. Seine Frequenz kann durch den Regler P 4 in gewissen Grenzen variiert und beispielsweise so eingestellt werden, daß während jeder elften Zeile an der Anode von R5 6 ein positiver Impuls *g* auftritt, dessen Breite durch den Regler P 5 auf etwas mehr als eine Zeile fest eingestellt ist. Durch zusätzliche Synchronisierung des Multivibrators mit den negativen Vorderflanken *h* der Horizontal-Austastimpulse wird sichergestellt, daß die Impulse *g* stets mit der Vorderflanke eines Horizontal-Austastimpulses beginnen. Das Signal *h* entstammt einem Differenzierglied, in dem die von einer Abschneidestufe R5 8 gelieferten negativen Horizontal-Austastimpulse *i* mit Unterdrückung der (positiven) Rückflanken differenziert werden. Die Abschneidestufe liegt an der Eingangsbuchse HA für die Horizontal-Austastung *k*.

Die Impulse *g* werden dem Gitter 3 einer als Blende fungierenden Heptode R5 17 zugeführt und blenden aus den negativen Horizontal-Austastimpulsen *i*, die an das Gitter 1 dieser Heptode geführt werden, das Signal (*l*) aus, dessen negative Impulse mit dem Ende eines Hori-

zontal-Austastimpulses beginnen und mit dem Beginn des nächsten enden. Damit ist das fertige Hilfssignal zur Tastung des oben erwähnten Sperrschwingers R5 15 gewonnen. Es wird über den Schalter S<sub>1</sub> dem Gitter der Taströhre R5 16 zugeführt.

Die an der Katode des getasteten Sperrschwingers R5 15 ausgekoppelten positiven Nadelimpulse *m* stellen das fertige Punktraster dar und werden über eine Abschneidestufe der Endverstärkerröhre R5 13 zugeführt, an deren Anode sie wieder mit positiver Polarität erscheinen. R5 13 hat mit den Stufen R5 10, 11 und 12 einen gemeinsamen Anodenwiderstand, wobei das Gitter von R5 12 über den Schalter S<sub>2</sub> an Masse gelegt ist, weil diese Röhre beim Punktraster nicht benötigt wird.

Da gemäß Forderung 3 das Ausgangssignal die Austastimpulse enthalten soll, werden in R5 9 Vertikal-Austastung *b* und Horizontal-Austastung *i* gemischt und das positive Austastgemisch *n* über eine Diode mit einstellbarem Abschneidepegel (P 7) an R5 10 gegeben, an deren Anode es mit negativer Polarität zu den Nadelimpulsen von R5 13 addiert erscheint. Mit dem Regler P 7 wird der richtige Amplitudenanteil der Austastung im Ausgangssignal fest eingestellt.

Schließlich wird noch mit Hilfe von R5 11 das ankommende positive Synchrongemisch zu den Nadelimpulsen und der Austastung addiert. Damit ist das Ausgangssignal fertig zusammengestellt. Es wird zwei Katodenstufen R5 21 und 22 zugeführt, deren Katoden-Arbeitswiderstände durch die 150-Ohm-Abschlußwiderstände der Ausgangskabel dargestellt werden.

Bildinhalt (d.h. Nadelimpulse), Austastsignal und Synchronsignal sind mit den entsprechenden Reglern P 10, 7 und 8 so eingestellt, daß am Ausgang das geforderte Signal von 3 V<sub>ss</sub> mit den Amplitudenanteilen von 55% für die Nadelimpulse, 20% für die Austastung und 25% für das Synchronsignal entsteht. Wie aus dem großen Anteil der Austastung hervorgeht, wird diese nicht, wie sonst üblich, nur zur „Schwarzabhebung“ benutzt, sondern dient gemäß Forderung 3 zur Abgrenzung des sichtbaren Bildfeldes.

## 2.2 Gittermuster

Bei Erzeugung des Gittermusters, für das die Schalter S<sub>1</sub> und S<sub>2</sub> in die nicht gezeichnete Stellung umgelegt werden, wird für die Taströhre R5 16 ein neues Hilfssignal in den Stufen R5 18, 19 und 20 zusammen-

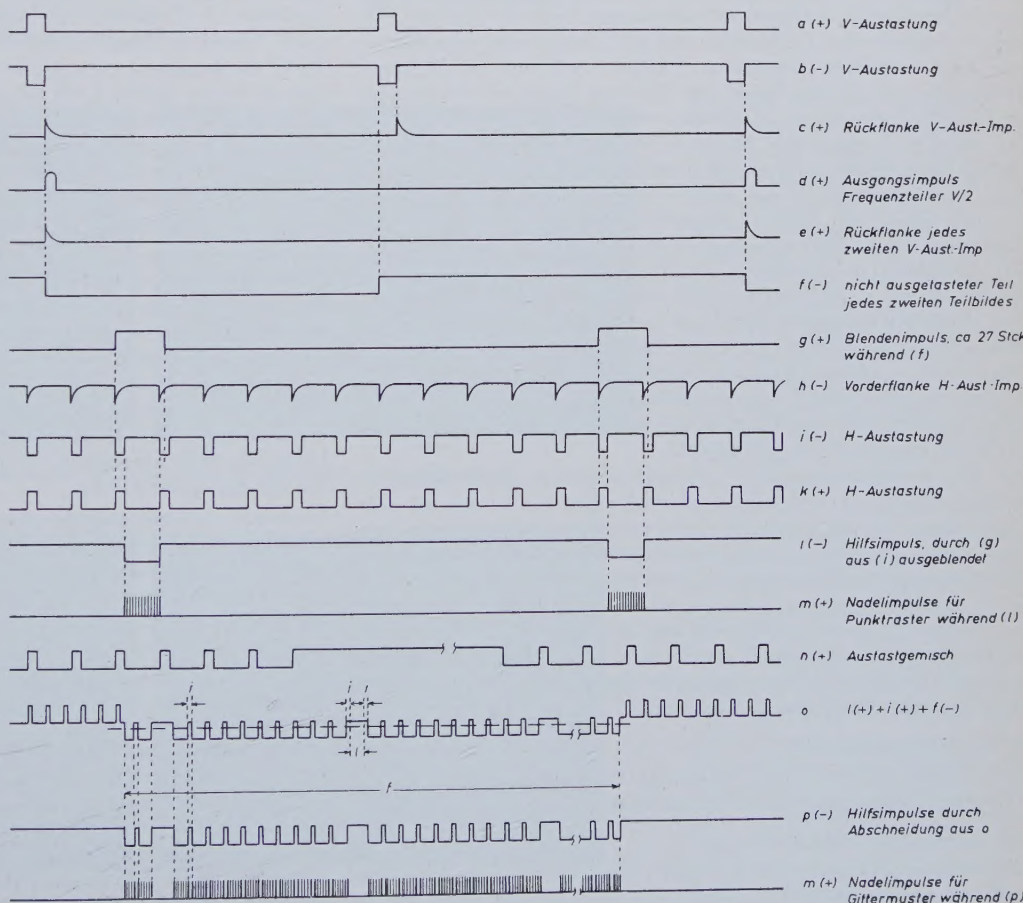


Abb. 2. Impulsplan



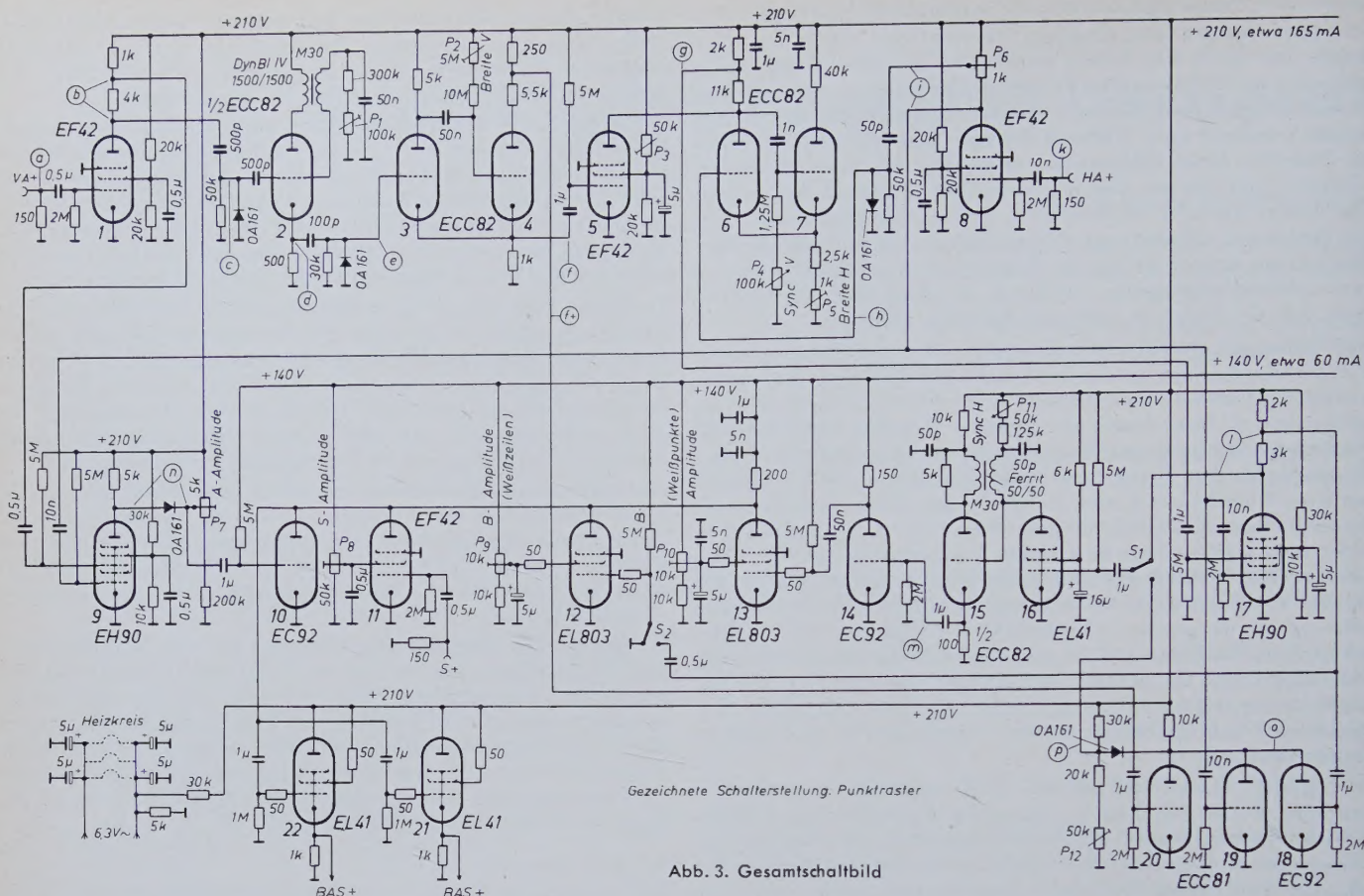


Abb. 3. Gesamtschaltbild

gestellt. Dazu wird in R $\ddot{o}$  18 zunächst das Signal  $l$ , das bisher das Hilfssignal darstellte, umgekehrt. Das bedeutet, daß der Sperrschwinger R $\ddot{o}$  15 während der Impulse  $l$  ausgetastet wird. Es entsteht während jeder Zeile eine Punktreihe, und alle Punkte untereinander ergeben die vertikalen Gitterlinien. Lediglich während der Impulse  $l$  bleiben die betreffenden Zeilen leer (in diese Zeilen werden nämlich nachher die horizontalen Gitterlinien eingefügt). Da der Sperrschwinger darüber hinaus auch während der Horizontal-Austastimpulse nicht schwingen soll, wird zu dem umgekehrten Signal  $l$  an der Anode von R $\ddot{o}$  18 mittels R $\ddot{o}$  19 die positive Horizontal-Austastung addiert, die dem Gitter von R $\ddot{o}$  19 in negativer Polarität ( $i$ ) zugeführt wird. Außerdem soll der Sperrschwinger auch jetzt nur während jedes zweiten Teilbildes, d. h. während der Impulse  $f$ , schwingen. Deshalb werden letztere in positiver Polarität der Anode von R $\ddot{o}$  4 entnommen und erscheinen negativ an der Anode von R $\ddot{o}$  20, wo sie, zu den beiden Signalen von R $\ddot{o}$  18 und 19 addiert, das Signal  $o$  bilden. Dieses wird einer Diode zugeführt, deren Abschneidepegel durch den Regler  $P$  12 auf den im Impulsplan bei  $o$  angedeuteten Wert eingestellt ist. Hinter der Diode erscheint das Signal  $p$ , das nunmehr als neues Hilfssignal der Taströhre R $\ddot{o}$  16 zugeführt wird.

Die den Sperrschwinger R $\ddot{o}$  15 verlassenden Nadelimpulse stellen, wie bereits erwähnt, die vertikalen Gitterlinien dar. Sie werden wie beim Punktraster mit der Austastung und dem Synchronsignal versehen. Dabei wird jetzt noch zusätzlich die Stufe R $\ddot{o}$  12 zur Zufügung der horizontalen Gitterlinien benutzt, wozu die Impulse  $l$  über den Schalter  $S_2$  dem Gitter dieser Röhre zugeführt werden. Sie erscheinen an der Anode von R $\ddot{o}$  12 positiv und sind mit dem Regler  $P$  9 auf die gleiche Amplitude eingestellt wie die von R $\ddot{o}$  13 kommenden Nadelimpulse. Damit ist das Gittermuster fertiggestellt; es wird wieder den Katodenstufen R $\ddot{o}$  21 und 22 zugeführt.

### 3. Schaltungseinzelheiten

Das Gesamtschaltbild (Abb. 3) zeigt die Einzelheiten der Schaltung. Es werden nachfolgend nur die Besonderheiten dreier Stufen erläutert.

#### 3.1 Getasteter Multivibrator

Der getastete Multivibrator R $\ddot{o}$  6 und 7 stellt insofern eine Besonderheit dar, als er getastet und gleichzeitig synchronisiert wird. Da die

Taströhre in leitendem Zustand die Anodenspannung von R $\ddot{o}$  6 praktisch kurzschließt, schwingt der Multivibrator nur bei gesperrter Taströhre, d. h. während der Impulse  $f$ , wobei er bei Beginn jedes neuen Impulses  $f$  stets in derselben Phasenlage anschwingt. Für die Dauer der Impulse  $f$  schwingt der Multivibrator selbständig und wird nun am Gitter von R $\ddot{o}$  6 mit den negativen Vorderflanken  $h$  der Horizontal-Austastimpulse synchronisiert, wobei die Vorderflanken aller Impulse  $g$  mit einem der Impulse  $h$  zeitlich zusammenfallen. Da zwischen zwei Impulsen  $g$  eine Pause von etwa 10 Zeilen liegt, synchronisiert nur jeder elfte Impuls  $h$  den Multivibrator, wie dies bei einem Frequenzteiler der Fall ist.

Die Schaltung unterscheidet sich jedoch von einem normalen Frequenzteiler dadurch, daß am Ende jedes Impulses  $f$  der Vorgang ohne Rücksicht auf das Teilverhältnis abgebrochen wird und mit dem nächsten Impuls  $f$  von neuem beginnt. Man kann daher nur, wenn man die Zeit während eines Impulses  $f$  betrachtet, von einem Frequenzteiler sprechen. Hierbei kann das Teilverhältnis mit dem Regler  $P$  4 eingestellt werden. Bei Betätigung dieses Reglers ändert sich also die Zahl der horizontalen Gitterlinien bzw. Punktreihen sprunghaft. Damit die Stufe ausreichend stabil arbeitet, ist die Beachtung einiger Punkte besonders wichtig.

Die Stufe, wie überhaupt das ganze Gerät, muß besonders brummarm aufgebaut sein. Deshalb ist das Gerät mit einem Netzteil versehen, der die Anodenspannungen mit einer Brummspannung von weniger als 1 mV liefert. Ferner ist, wie aus dem Gesamtschaltbild ersichtlich, der ganze Heizkreis auf ein Potential von etwa +30 V gelegt, damit eine Brumm-Emission der Heizfäden auf die hochliegenden Katoden vermieden wird. Außerdem ist der Netzteil so stabilisiert, daß der Anodenstrom durch die Impulsströme der Röhren praktisch keinerlei Wechsellspannung überlagert wird. Eine solche Wechsellspannung würde sich nämlich auch der Spannung am Gitter von R $\ddot{o}$  7 überlagern und dort eine Modulation der Eigenfrequenz des Multivibrators bewirken, was ein ständiges Umspringen des Teilverhältnisses, d. h. ein Auf- und Abspringen einiger horizontaler Gitterlinien bzw. Punktreihen, zur Folge haben würde. Der zuletzt erwähnte Effekt kann auch auftreten, wenn zwischen den Impulsen  $f$  der Anodenstrom der Taströhre zu groß ist. Dann überlagert sich nämlich der Spannung am



Gitter von R $\ddot{o}$  7 eine trapezförmige Komponente, die ebenfalls eine Schwankung der Eigenfrequenz des Multivibrators bewirkt. Deshalb ist die Schirmgitterspannung der Taströhre mit dem Regler P 3 nur so groß eingestellt, daß der Multivibrator gerade sicher ausgestastet wird.

### 3.2 Blendenstufe

Die Funktion der Blendenstufe R $\ddot{o}$  17 unterscheidet sich nicht vom allgemein üblichen. Sie wird auch aus Abb. 4 ersichtlich, wenn man sich vergegenwärtigt, daß die Heptode nur leitet, wenn Gitter 1 und Gitter 3 gleichzeitig entsperrt sind.

Die Vorderflanken der Impulse *g* sind durch entsprechende Dimensionierung des Multivibrators R $\ddot{o}$  6 und 7 etwas verschliffen. Sie sind in Abb. 4 herausgezeichnet, wobei die gestrichelt eingetragene Linie die Sperrspannung des Gitters 3 von R $\ddot{o}$  17 angibt. Für die Aus-

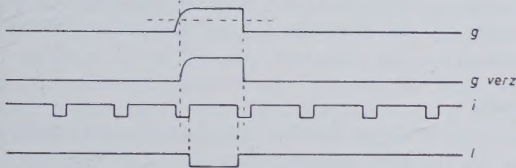


Abb. 4. Ableitung der Blendenimpulse

steuerung des Gitters 3 ist also nur der Teil der Impulse oberhalb dieser Linie wirksam. Dieser Teil *g<sub>verz</sub>* ist dadurch gegenüber der Horizontal-Austastung *i* etwas verzögert. Wäre dies nicht der Fall, so könnte es vorkommen, daß die positive Flanke eines Impulses *g* ganz kurz vor der negativen Flanke eines Impulses *i* einsetzt, so daß an dieser Stelle ein unerwünschter Nadelimpuls im Signal *l* auftreten würde.

Ebenso wie die Vorderflanken der Impulse *g* müssen auch deren Rückflanken während eines negativen Impulses *i* auftreten. Dies wird durch entsprechende Breiteneinstellung durch den Regler P 5 erreicht. Da Frequenz- und Breiteneinstellung ineinander eingehen,

muß die Breite fest so eingestellt sein, daß bei jeder Stellung des Frequenzreglers P 4 die Rückflanken der Impulse *g* innerhalb der Impulse *i* bleiben.

### 3.3 Getasteter Sperrschwinger

Der Sperrschwinger R $\ddot{o}$  15 hat sowohl eine kurze Impulsdauer von etwa 0,1  $\mu$ s als auch die relativ hohe Eigenfrequenz von etwa 500... 600 kHz. Grundsätzlich ist die Verwirklichung beider Eigenschaften nicht schwierig. Kritisch wird jedoch bei einer kurzen Impulsdauer die Schwingsicherheit, denn je kürzer der Schaltprozeß ist, desto größer muß der Strom sein, den die Röhre in dieser Zeit aufzubringen hat, damit das Zeitglied zur Sperrung der Röhre genügend weit negativ aufgeladen werden kann. Somit bestimmt der maximale Anodenstrom der Röhre die kürzeste Impulsdauer, bei der die Stufe noch sicher schwingt.

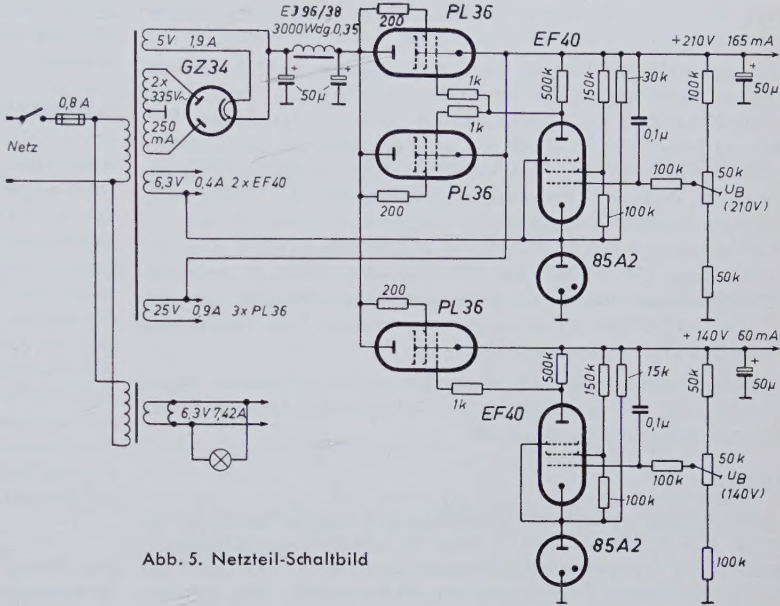


Abb. 5. Netzteil-Schaltbild

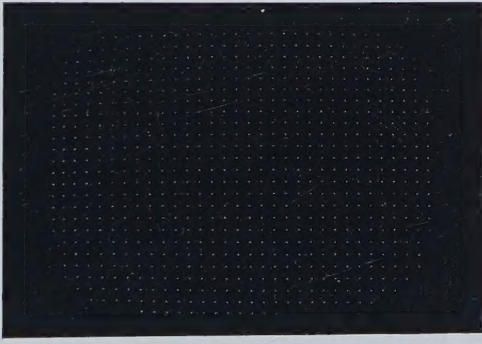
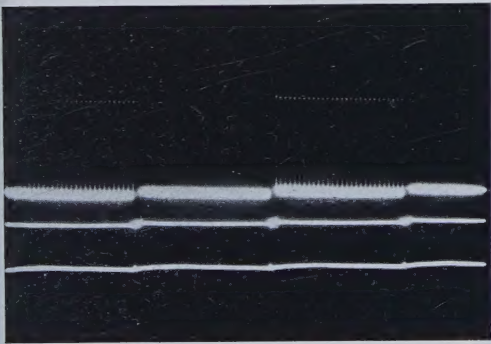


Abb. 6. Punktraster über mehrere Teilbilder; (links Oszillogramm, rechts Schirmbild)

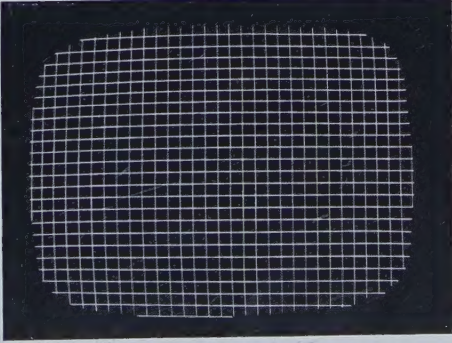
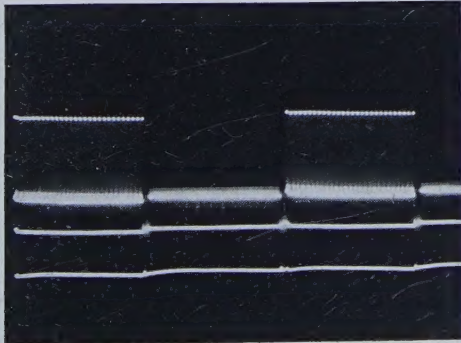


Abb. 7. Gittermuster über mehrere Teilbilder; (links Oszillogramm, rechts Schirmbild)

Um ein sicheres Schwingen zu erleichtern, ist es erwünscht, die Anodenspannung der Röhre möglichst klein zu halten, damit sie sich schon bei kleinen Gitterspannungen sperren läßt, andererseits soll zur Erzielung eines möglichst großen Anodenstromes beim Schaltprozeß die Anodenspannung möglichst groß sein. Beides wird begünstigt durch das RC-Glied 10kOhm/50 pF am oberen Ende der Anodenwicklung des Übertragers. Hierbei ist beim Beginn eines Schaltprozesses die Anodenspannung gleich der Betriebsspannung, weil ja bis dahin kein Anodenstrom geflossen ist. Es setzt also ein entsprechend kräftiger Schaltprozeß ein. Unterdessen sinkt nun die Spannung an dem genannten RC-Glied stark ab, so daß am Ende des Schaltprozesses die Röhre leicht gesperrt werden kann. Während der nun folgenden Zeit bis zum nächsten Schaltprozeß nimmt die negative Aufladung des Gitter-Zeitgliedes ab und gleichzeitig steigt die Spannung am oberen Ende der Anodenwicklung bis auf die Betriebsspannung an. Durch das Zusammenwirken beider Vorgänge wird das Ent-



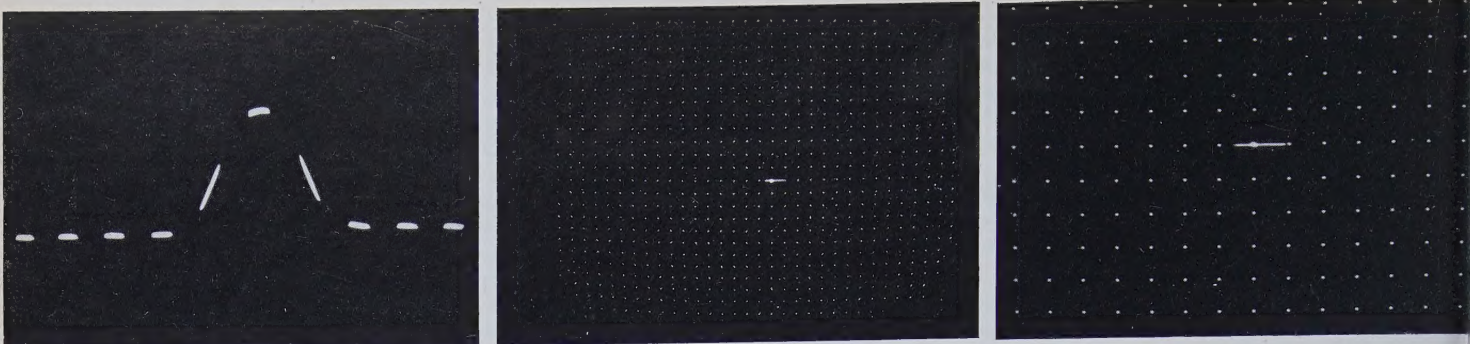


Abb. 8. Nadelimpuls, zur Markierung hellgetastet; Abstand der Zeitmarken  $0,05 \mu s$  (v. l. n. r.: Oszillogramm, Schirmbild, vergrößerter Ausschnitt)

sperren der Röhre beschleunigt, es tritt also eine höhere Eigenfrequenz auf als ohne das  $RC$ -Glied an der Anodenwicklung.

Es liegt nun nahe, zur Tastung des Sperrschwingers, ähnlich wie beim getasteten Multivibrator, die Anode der Taströhre mit einem Punkt des Anodenzweiges des Sperrschwingers zu verbinden. Dieses Verfahren hat jedoch den Nachteil, daß nach dem Sperren der Taströhre die Anodenspannung des Sperrschwingers erst einmal so weit ansteigen muß, daß die Schwingung einsetzen kann. Die Verzögerung, die dadurch entsteht, kommt bei der vorliegenden hohen Frequenz in die Größenordnung von 1...2 Perioden und ist damit viel zu lang. Der Sperrschwinger wird deshalb am Gitter getastet. Dabei ist bei leitender Taströhre das Potential am Gitter des Sperrschwingers praktisch gleich Null, so daß beim Sperren der Taströhre ohne jede Verzögerung der erste Schaltprozeß einsetzt.

Die Taströhre arbeitet ohne Anodenspannung als geschaltete Diode. Es leuchtet ein, daß dazu eine Röhre mit möglichst kleinem Innenwiderstand verwendet werden muß.

#### 4. Netzteil

Die Anforderungen, die an den Netzteil zu stellen sind, wurden bereits genannt. Das Schaltbild Abb. 5 zeigt ein elektronisch stabilisiertes Netzgerät, das die beiden Betriebsspannungen 210 V und 140 V mit einem Innenwiderstand von weniger als 5 Ohm abgibt. Wie erwähnt,

ist die Brummspannung kleiner als 1 mV. Für die Heizung aller Röhren, mit Ausnahme der des Netzteils, ist ein getrennter Heiztransformator angebracht.

#### 5. Ausgangssignale

Die Abbildungen 6 bis 10 zeigen Oszillogramme und Schirmbilder der Ausgangssignale des Gerätes. Oszillografiert wurde an den mit 150 Ohm abgeschlossenen Ausgangsbuchsen; die Schirmbilder wurden durch einen Video-Empfänger wiedergegeben. Abb. 6 zeigt das Oszillogramm des Punktrasters über mehrere Teilbilder und das zugehörige Schirmbild. Abb. 7 zeigt das gleiche für das Gittermuster, wobei man hier im Oszillogramm inmitten der Nadelimpulse deutlich die weißen Zeilen für die horizontalen Gitterlinien erkennt. Abb. 8 gibt das mit Zeitmarken von  $0,05 \mu s$  hellgetastete Oszillogramm eines Nadelimpulses aus dem Punktraster wieder, wobei im zugehörigen Schirmbild durch eine Helltastmarke der gerade abgebildete Impuls kenntlich gemacht ist. Schließlich zeigen Abb. 9 und 10 Oszillogramme über mehrere Zeilen aus Punktraster und Gittermuster, wobei in den zugehörigen Schirmbildern wiederum die abgebildeten Ausschnitte hellgetastet sind.

\*

Der Firma *Graetz KG* ist der Verfasser für die Erlaubnis zur Veröffentlichung des vorstehenden Berichts zu Dank verpflichtet.

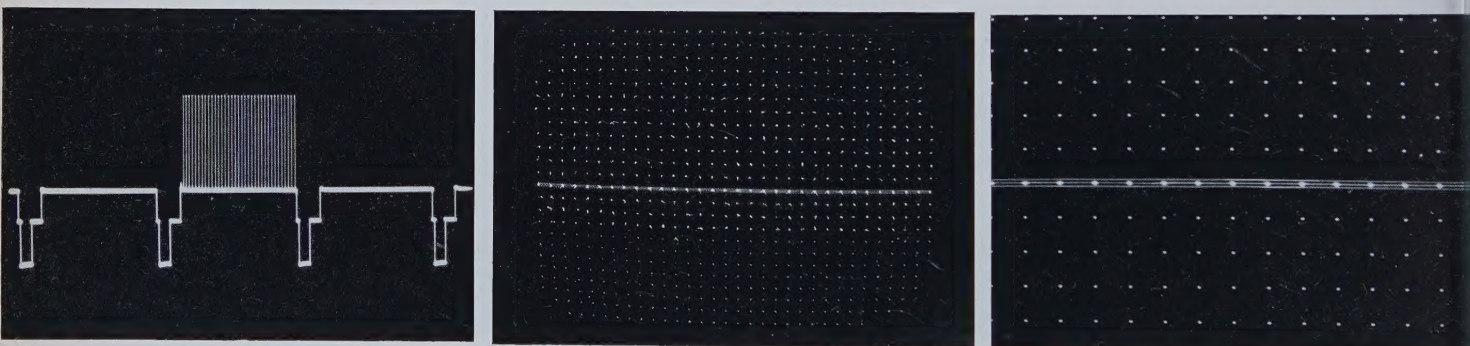


Abb. 9. Ausschnitt aus Punktraster, im Schirmbild zur Markierung hellgetastet (v. l. n. r.: Oszillogramm, Schirmbild, vergrößerter Ausschnitt aus b)

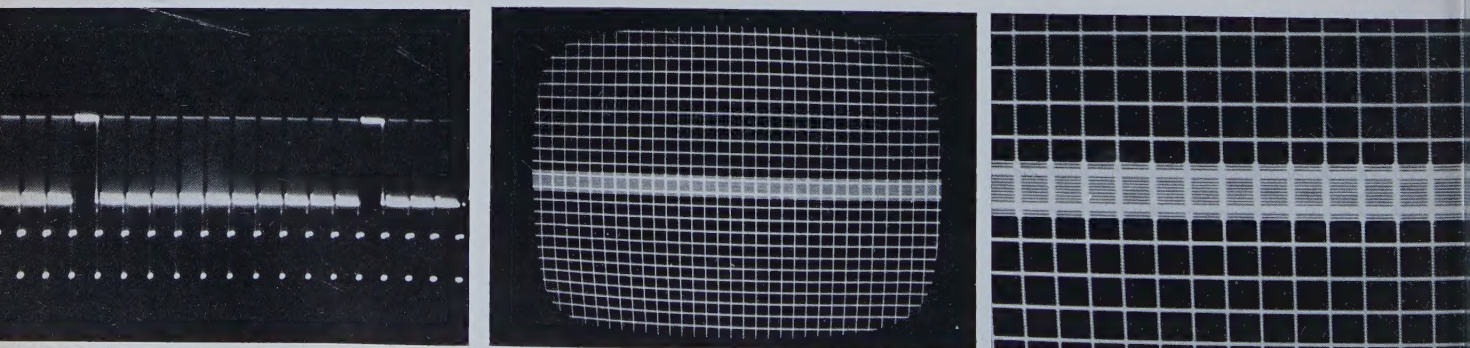


Abb. 10. Ausschnitt aus Gittermuster, im Schirmbild zur Markierung hellgetastet (v. l. n. r.: Oszillogramm, Schirmbild, vergrößerter Ausschnitt aus b)



Die vorliegende Arbeit schließt einen Überblick über Schaltungen mit  $RC$ -Gliedern ab, der bereits die  $RC$ -Generatoren (Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 21, Nr. 2, S. 49) und die Resonanzverstärker (Bd. 10 (1956) Nr. 3, S. 69) behandelte.

Beim Phasenschiebegerator hat das zugehörige Phasenglied einen Phasenwinkel von  $\pi$  oder ungeraden Vielfachen davon. Der Verstärker ist demzufolge auch mit einer ungeraden Anzahl von Röhren, meist nur einer Röhre, bestückt. Als Phasenglieder werden Hintereinanderschaltungen von mehreren Hoch- oder Tiefpässen angewendet. Da der einzelne Hoch- oder Tiefpaß erst bei  $\omega=0$  oder  $\omega=\infty$  eine Phasendrehung von  $\pi/2$  hat, sind mindestens drei Glieder nötig. Je nachdem ob Hoch- oder Tiefpässe verwendet werden, unterscheidet man Phasenglieder I. oder II. Art. Sie sind, wie die Rechnung zeigt, zueinander frequenzreziprok; d. h., beim Übergang, wird stets  $\omega$  durch  $1/\omega$  ersetzt.

## 1. Die Phasenschieberkette

### 1.1 Die dreigliedrige Phasenschieberkette

Ihre Schaltung zeigt Abb. 1, in der entweder die Längswiderstände  $R_l$  oder die Querwiderstände  $R_q$  Kapazitäten sein können. Die allgemeine Durchrechnung liefert

$$\frac{1}{\mathfrak{K}} = 1 + m \frac{R_l}{R_q} + n \frac{R_l^2}{R_q^2} + o \frac{R_l^3}{R_q^3} \quad (1)$$

Hierin bedeuten

$$\begin{aligned} m &= 1 + \frac{1+l_1}{q_1} + \frac{1+l_1+l_2}{q_2} \\ n &= \frac{l_1}{q_1} + \frac{l_1 \cdot l_2}{q_2} + \frac{l_2(1+l_1)}{q_1+q_2} \\ o &= \frac{l_1 \cdot l_2}{q_1 \cdot q_2} \end{aligned} \quad (2)$$

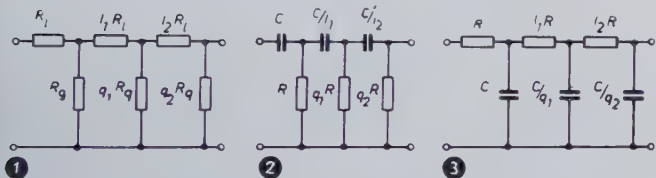


Abb. 1. Die dreigliedrige Phasenschieberkette. Abb. 2. Phasenglied I. Art. Abb. 3. Phasenglied II. Art

Für das Phasenglied I. Art (Abb. 2) geht die Formel (1) über in

$$\frac{1}{\mathfrak{K}} = 1 - \frac{n}{R^2 \omega^2 C^2} - j \left( \frac{o}{R^3 \omega^3 C^3} - \frac{m}{R \omega C} \right) \quad (3)$$

Hieraus wird die Resonanzfrequenz

$${}^1\omega_0 = \sqrt{\frac{o}{m} \cdot \frac{1}{R \cdot C}}$$

Durch Einführen eines Frequenzfaktors

$$\Phi = \sqrt{\frac{m}{o}} \quad (4)$$

wird

$${}^1\omega_0 = \frac{1}{\Phi} \cdot \frac{1}{R \cdot C} \quad (5)$$

Durch Einführen der normierten Frequenz<sup>1)</sup>

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (6)$$

wird

$$\frac{1}{\mathfrak{K}} = 1 - \frac{m \cdot n}{o \cdot \Omega^2} + j \sqrt{\frac{m^3}{o}} \left( \frac{1}{\Omega} - \frac{1}{\Omega^2} \right) \quad (7)$$

Hieraus folgt die kritische Verstärkung mit

$$v_k = \frac{m \cdot n}{o} - 1 \quad (8)$$

während sich der Phasenwinkel aus

$$\tan \varphi = \left( \Omega - \frac{1}{\Omega} \right) \frac{m \cdot \Phi}{\frac{m \cdot n}{o} - \Omega^2} \quad (9)$$

berechnen läßt. In Resonanznähe ist  $\Omega \approx 1$ , und infolgedessen wird die wirksame Phasensteilheit<sup>2)</sup>

$$s' = \frac{m \cdot \Phi}{v_k}$$

Da nun aber immer  $v_k \gg 1$  ist, läßt sie sich auch mit guter Näherung schreiben

$$s' = \frac{\sqrt{m \cdot o}}{n} \quad (10)$$

Diese Formel liefert einen um  $\frac{v_k}{v_k - 1}$  zu kleinen Wert.

Genauso erfolgt die Rechnung für das frequenzreziproke Glied II. Art, das in Abb. 3 dargestellt ist. Jedoch ist die Formel (5) zu ersetzen durch

$$2\omega_0 = \Phi \cdot \frac{1}{R \cdot C} \quad (11)$$

Da die drei wichtigen Kenngrößen  $s'$ ,  $v_k$  und  $\Phi$  von den vier Parametern  $l_1$ ,  $l_2$ ,  $q_1$  und  $q_2$  abhängen, sollen jetzt zwei praktisch wichtige Spezialfälle untersucht werden, die bereits alles Wesentliche zeigen: 1. Gleichheit der Längswiderstände und 2. die Gleichheit der Querwiderstände. Im ersten Fall ist  $l_1 = l_2 = 1$  zu wählen und für die Kenngrößen folgt

$$\begin{aligned} v_k &= 9 + 2q_1 + q_2 + \frac{4 + 2q_2}{q_1} + \frac{6 + 5q_1}{q_2} \\ \Phi^2 &= 3q_1 + 2q_2 + q_1 \cdot q_2 \end{aligned} \quad (12)$$

$$s' = \frac{\Phi}{2 + 2q_1 + q_2}$$

Im zweiten Fall hingegen liefert  $q_1 = q_2 = 1$  die Werte

$$\begin{aligned} v_k &= 8 + 2l_1 + l_2 + \frac{6 + 5l_2}{l_1} + \frac{6 + 4l_1}{l_2} \\ \Phi^2 &= \frac{1}{l_1} + \frac{2}{l_2} + \frac{3}{l_1 l_2} \end{aligned} \quad (13)$$

$$s' = \frac{\sqrt{l_1 l_2 (3 + 2l_1 + l_2)}}{2l_1 + 2l_2 + l_1 \cdot l_2}$$

Beide Fälle sind in Abb. 4 und 5 ausgewertet. Jeweils liegt das Minimum der Verstärkung bei  $v_k \approx 26$  und die maximale Phasensteilheit bei  $s' = 0,51$ . Der Gewinn gegenüber dem gewöhnlichen Phasenglied mit einander gleichen  $R$  und  $C$ , wobei  $v_k = 29$ ,  $s' = 0,49$  und

<sup>2)</sup> Im Gegensatz zu anderen Arbeiten ist hier die wirksame Phasensteilheit  $s'$ , die nur in der Umgebung von  $\Omega = 1$  gilt, eingeführt. Die Zahlenwerte stimmen jedoch mit denen der anderen Definitionen überein (vgl. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 2, S. 51)

<sup>1)</sup> vgl. Formel (4) aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 1 (hier weiterhin als a. a. O. zitiert), S. 21



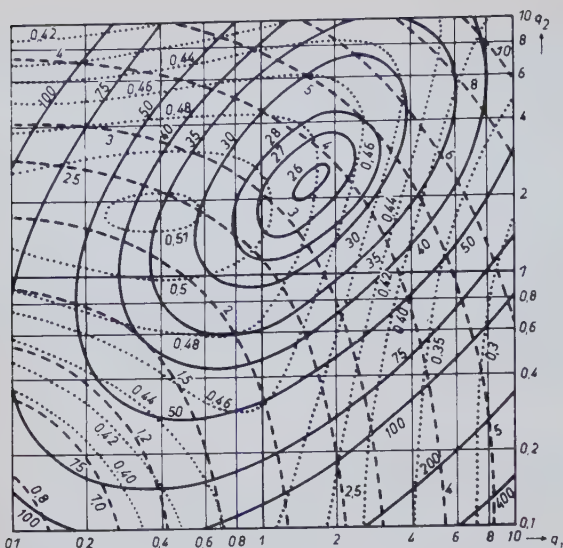


Abb. 4. Tafel für dreigliedrige Phasenschieberkette mit gleichen Längswiderständen. —  $v_k$ , ...  $s'$ , - -  $\Phi$

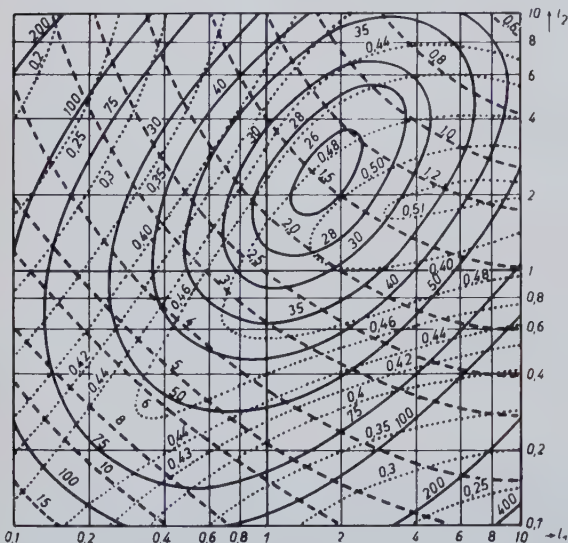


Abb. 5. Tafel für dreigliedrige Phasenschieberkette mit gleichen Querkapazitäten. —  $v_k$ , ...  $s'$ , - -  $\Phi$

$\Phi = \sqrt{6}$  beträgt, ist also nicht sehr groß. Aber immerhin kann die Richtung einer günstigen Abänderung angegeben werden. Darin liegt jedoch nicht der Hauptwert der Kurventafeln Abb. 4 und 5, sondern vielmehr in ihrer praktischen Anwendbarkeit für das Phasenglied mit einem oder zwei variablen Elementen. Werden nämlich nicht, wie es bei der dreigliedrigen Phasenschieberkette üblich ist, drei Elemente variabel gehalten, sondern nur zwei oder gar eines, so sind verschiedene Kombinationen möglich. Sie alle sind mit den Kurventafeln Abb. 4 und 5 gut zu erfassen. Angenommen, es liege eine Schaltung gemäß Abb. 6 vor. Es sind also die Längswiderstände und die beiden hinteren Querkapazitäten gleichgehalten, letztere unterscheiden sich nur von der ersten Querkapazität. Es ist somit  $q_1 = q_2 = q$  zu setzen. Damit ist in Abb. 4 eine unter  $45^\circ$  geneigte Gerade gegeben, die durch den Punkt 1; 1 geht. Die minimale Verstärkung auf dieser Geraden ist  $v_k = 27$ . Ist eine Änderung der Verstärkung um 0,5 noch tragbar, so kann die Gerade nach beiden Seiten bis zu  $v_k = 40$  benutzt werden. Die Phasenteilheit ändert sich dabei von 0,47 über 0,49 nach 0,39. Die Frequenzvariation beträgt etwa 1:6, während Anfangs- und Endkapazität sich wie 1:20 verhalten müssen. Sollte nur eine Kapazitätsvariation von 1:10 erreichbar sein, so wird der auf der Geraden durch  $v_k = 35$  begrenzte Ausschnitt gewählt.  $s'$  variiert dann von 0,48 über 0,49 nach 0,40, und das Frequenzverhältnis beträgt 1:4,5. Dieselben Daten bis auf das Frequenzverhältnis gelten auch, falls nicht  $q \cdot C$ , sondern nur die eine Kapazität

$C$  verändert wird. Das entsprechende Frequenzverhältnis ist dann  $1: \frac{10}{4,5} = 1:2,2$ , wie sich ohne weiteres aus Gl. (11) ergibt.

## 1.2 Die viergliedrige Phasenschieberkette

Nachdem die vorstehenden Betrachtungen gezeigt haben, daß durch Verschiedenheit der Widerstände nicht viel gewonnen werden kann, wird die viergliedrige Phasenschieberkette nur mit einander gleichen Widerständen und Kondensatoren berechnet. Sonst würde die Übersicht wegen des Vorhandenseins von nunmehr sechs Parametern vollkommen verlorengehen. Abb. 7 zeigt die zugehörige Schaltung, und die Rechnung liefert

$$\frac{1}{\mathfrak{R}} = 1 + 10 \frac{R_1}{R_q} + 15 \frac{R_1^2}{R_q^2} + 7 \frac{R_1^3}{R_q^3} + \frac{R_1^4}{R_q^4} \quad (14)$$

Hieraus ergeben sich die Kenngrößen zu

$$v_k = 18,4; \quad \Phi = \sqrt{\frac{10}{7}} \approx 1,2 \quad \text{und} \quad s' \approx 0,65 \quad (15)$$

Für die  $\nu$ -gliedrige Phasenschieberkette mit einander gleichen  $R$  und  $C$  gilt [1]

$$\frac{1}{\mathfrak{R}} = 1 + \binom{\nu+1}{\nu-1} \frac{R_1}{R_q} + \binom{\nu+2}{\nu-2} \frac{R_1^2}{R_q^2} + \binom{\nu+3}{\nu-3} \frac{R_1^3}{R_q^3} + \dots + \frac{R_1^\nu}{R_q^\nu} \quad (16)$$

Aus der Formel ist sofort zu ersehen, daß die Anzahl der Summanden mit der Anzahl der Widerstände und Kondensatoren zunimmt. Von diesen Summanden liefern nur die mit ungeraden Exponenten einen Beitrag zur Resonanzfrequenz, für sie muß also gelten

$$\binom{\nu+1}{\nu-1} \frac{R_1}{R_q} + \binom{\nu+3}{\nu-3} \frac{R_1^3}{R_q^3} + \binom{\nu+5}{\nu-5} \frac{R_1^5}{R_q^5} + \dots = 0 \quad (17)$$

Je mehr Glieder vorhanden sind, um so mehr Lösungen hat die obige Gleichung. Für  $\nu$  Glieder ist die Anzahl der Nullstellen gegeben durch

$$t' = \frac{\nu-2}{2} \quad \text{für gerades } \nu \quad (18)$$

$$t' = \frac{\nu-1}{2} \quad \text{für ungerades } \nu$$

Die Nullstellen liefern abwechselnd negatives und positives  $\mathfrak{R}$ . Außerdem läßt sich noch zeigen, daß zu der Nullstelle höherer Ordnung auch stets eine höhere Verstärkung gehört. Dadurch ist immer nur die erste oder zweite Nullstelle zur Selbsterregung brauchbar, je nachdem der Verstärker um 0 oder  $\pi$  dreht. Geht die Anzahl der Glieder gegen unendlich, so ergibt sich der homogene Phasenschieber. Er ist praktisch nur in der zweiten Art zu verwirklichen und ist durch das Schaltbild Abb. 8 dargestellt.  $R$  bedeutet hier den Gesamtwiderstand vom Eingang zum Ausgang, während  $C$  die gesamte verteilte Kapazität zwischen  $R$  und der geerdeten Platte darstellt. Eine Änderung dieser Daten kann auf zweierlei Art geschehen. Einmal läßt sich  $C$  durch Nähern oder Entfernen der geerdeten Platte ändern, dann kann aber auch ein Abgriff auf  $R$  dieses und  $C$  gleichzeitig ändern. In dem einen Fall wird der Wellenwiderstand der Kette, im zweiten die Länge geändert. Die Berechnung liefert hier [2]

$$\frac{1}{\mathfrak{R}} = \cosh \sqrt{R j \omega C} \quad (19)$$

Für  $|\sqrt{R j \omega C}| \gg 1$  läßt sich obige Formel ersetzen durch

$$\mathfrak{R} = e^{-\sqrt{R j \omega C}}$$

Damit  $\mathfrak{R}$  wieder reell wird, muß sein

$$t_{\omega_0} = \frac{2 \pi^2 t}{R \cdot C}$$

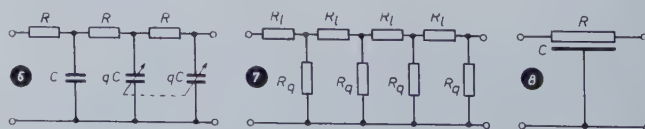


Abb. 6. Dreigliedrige Phasenschieberkette mit zwei variablen Elementen. Abb. 7. Viergliedrige Phasenschieberkette. Abb. 8. Homogenes Phasenglied



Es sind also, wie zu erwarten war, unendlich viele reelle Stellen vorhanden. Der Frequenzfaktor wird somit

$$\Phi_t = 2 \pi^2 t^2 \tag{20}$$

$t$  bedeutet hierin wieder die Ordnung der Nullstelle. Wird die Formel (19) auf die Nullstelle erster Ordnung normiert, so folgt

$$\frac{1}{\mathfrak{K}} = \cosh 2 \pi \sqrt{j \Omega} \tag{21}$$

Die zur Ordnung  $t$  gehörige kritische Verstärkung ist

$$t v_k = \frac{e^{t \pi}}{2} \tag{22}$$

Für  $t = 1$  wird

$$v_k = 11,6, \quad \Phi = 2 \pi^2 \quad \text{und} \quad \delta' = \frac{\pi}{4} \tag{23}$$

Insgesamt ergibt sich also bei den Phasenschieberketten ein langsamer Übergang in allen Eigenschaften zur homogenen Phasenschieberkette. Die kritische Verstärkung sinkt hierbei von 29 auf 11,6, während die Phasensteilheit von 0,49 auf 0,79 ansteigt. Ein Vergleich der Frequenzfaktoren wird erst möglich, wenn sie mit dem Quadrat der Gliederzahl multipliziert werden, denn nur so werden bei den mehrgliedrigen Phasenschieberketten der Gesamtwiderstand und die Gesamtkapazität erfaßt. Er fällt unwesentlich von 22 auf 19,6. Interessant ist auch die Zunahme der Nullstellen, bis schließlich beim homogenen Phasenschieber unendlich viele vorhanden sind. Daraus folgt, daß sich die Ortskurve immer häufiger um den Nullpunkt windet, um ihn dann nach  $\frac{\nu}{4}$  Umläufen zu erreichen. Das ist jedoch aus Abb. 9 und 10, die die Ortskurven für die Phasenglieder zeigen, nicht zu ersehen.

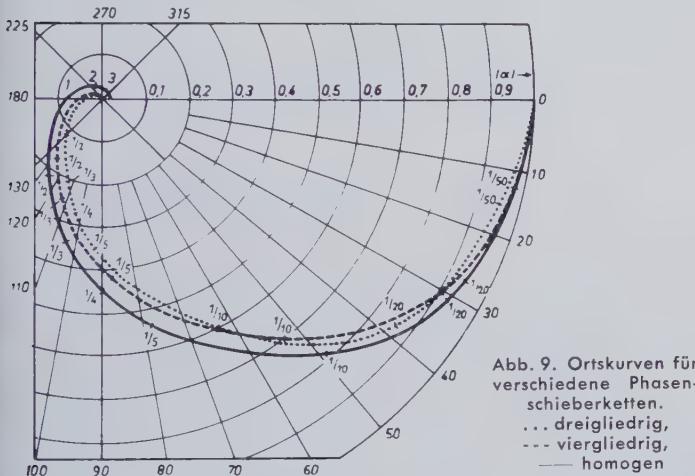


Abb. 9. Ortskurven für verschiedene Phasenschieberketten. ... dreigliedrig, --- viergliedrig, — homogen

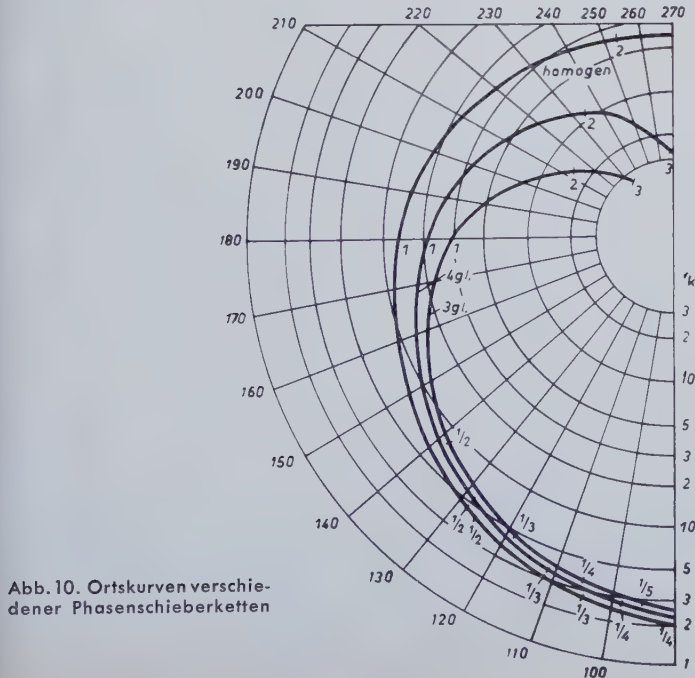


Abb. 10. Ortskurven verschiedener Phasenschieberketten

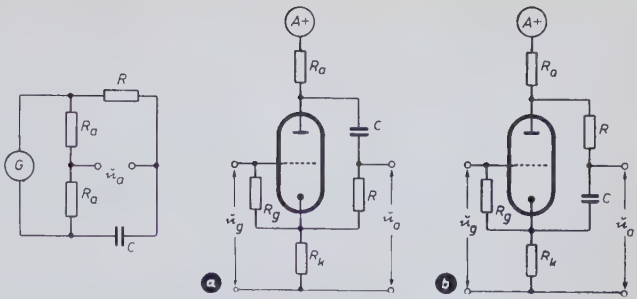


Abb. 11 (links). Zum zweigliedrigen Phasenschieber. Abb. 12 (rechts). Phasenstufen (a) I. Art und (b) II. Art des zweigliedrigen Phasenschiebers

### 1.3 Die zweigliedrige Phasenschieberkette

Unter gewissen Voraussetzungen läßt sich jedoch auch mit nur zwei Gliedern ein Phasenschieber für  $180^\circ$  aufbauen. Hierzu muß der Hoch- oder Tiefpaß entsprechend Abb. 11 symmetrisch gesteuert werden. Gewöhnlich wird der symmetrische Generator mit der Katorydenschaltung aufgebaut und erhält dann die Schaltungen entsprechend Abb. 12<sup>3)</sup>. Beide sind auch hier wieder zueinander frequenzreziprok. Wenn hierin  $R_a = R_k \gg \frac{2}{S}$  ist, so sind die Spannungen an  $R_a$  und  $R_k$  praktisch ebenso groß wie  $u_g$ . Die Rechnung liefert für die Stufe I. Art

$$\mathfrak{K}_I = \frac{1 - R^2 \omega^2 C^2 - 2 j R \omega C}{1 + R^2 \omega^2 C^2} \tag{24}$$

und hieraus folgt

$$|\mathfrak{K}_I| = 1 \quad \text{und} \quad \tan \varphi_I = \frac{2 R \omega C}{R^2 \omega^2 C^2 - 1}$$

Die Ausgangsspannung  $u_a$  ist also für alle Frequenzen gleich der Eingangsspannung  $u_g$ . Da die Stufe II. Art nur frequenzreziprok ist, gilt jetzt

$$|\mathfrak{K}| = 1 \quad \text{und} \quad \tan \varphi_I = -\tan \varphi_{II} = \frac{2 R \omega C}{R^2 \omega^2 C^2 - 1} \tag{25}$$

Der Phasenwinkel schwankt also zwischen 0 und  $\pi$ . Ein Phasenschieber für endliche Frequenzen läßt sich also durch Hintereinanderschalten von zwei Stufen I. oder II. Art erreichen. Hierbei bleibt natürlich nach wie vor  $|\mathfrak{K}| = 1$ , während sich die Phasenwinkel addieren.

$$\tan \varphi = \tan (\alpha + \beta) = \frac{\tan \alpha + \tan \beta}{1 - \tan \alpha \cdot \tan \beta} \tag{26}$$

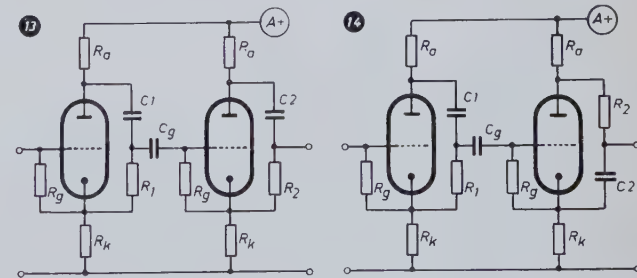


Abb. 13. Zweigliedriger Phasenschieber I. Art. Abb. 14. Phasenwinkelglied

Wird hier (25) eingesetzt, so folgt für zwei Stufen I. Art entsprechend Abb. 13 durch Einführen von (2), (3) und (4) auf S. 21 a. a. O.

$$\tan \varphi = \left( \frac{1}{\Omega} - \Omega \right) \frac{2 \cdot \left( \sqrt{\frac{r}{c}} + \sqrt{\frac{c}{r}} \right)}{\left( \sqrt{\frac{r}{c}} + \sqrt{\frac{c}{r}} \right)^2 + \left( \Omega - \frac{1}{\Omega} \right)^2} \tag{27}$$

<sup>3)</sup>  $R_g$  wird in dieser Schaltung der Einfachheit halber zu etwa 20 Mohm gewählt, so daß die Gittervorspannung durch den Gitterstrom erzeugt wird und dadurch ein besonderer Katodenwiderstand entfällt. Zu beachten ist hierbei, daß die Röhre mit nicht mehr als 0,2 W Anodenverlustleistung betrieben wird.



Hieraus folgt die wirksame Phasensteilheit zu

$$s' = 2 \cdot \frac{\sqrt{r \cdot c}}{r + c} \quad (28)$$

Durch Transformation läßt sich auch zeigen, daß die Ortskurve genau der des entkoppelten Bandpasses entspricht, nur ist immer  $v_k = 1$ . Genau dasselbe folgt auch für zwei Stufen II. Art, nur ist Formel (27) dann durch eine für den Fall der Frequenzreziprozität geltende zu ersetzen.

Die Ähnlichkeit der vorerwähnten Schaltungen mit den RC-Generatoren läßt den Gedanken aufkommen, man könne durch Hintereinanderschalten von Schaltungen gemäß Abb. 12a und 12b und der Schaltung gemäß Abb. 14 ein RC-Glied schaffen, das für eine diskrete Frequenz  $\varphi = 0$  hat. Dies ist jedoch nicht möglich, wie die Rechnung sofort zeigt.

$$\tan \varphi = 2 \cdot \frac{\left(\Omega + \frac{1}{\Omega}\right) \left(\sqrt{\frac{c}{r}} - \sqrt{\frac{r}{c}}\right)}{\left(\Omega + \frac{1}{\Omega}\right)^2 - \left(\sqrt{\frac{c}{r}} - \sqrt{\frac{r}{c}}\right)^2} \quad (29)$$

Für  $r = c$  wird  $\varphi = 0$ , unabhängig von der Frequenz. Bei  $r \neq c$  hat dieses Glied eine maximale Phasenverschiebung für  $\Omega = 1$ , während für  $\Omega \rightarrow 0$  und  $\Omega \rightarrow \infty$   $\varphi = 0$  wird. Vielleicht dürfte aber dieser eigenartige Verlauf Möglichkeiten zur praktischen Anwendung auf anderen Gebieten liefern. Der maximale Phasenwinkel ist gegeben durch

$$\tan \varphi_m = \frac{\sqrt{\frac{c}{r}} - \sqrt{\frac{r}{c}}}{1 - \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{c}{r}} - \sqrt{\frac{r}{c}}\right)^2} \quad (30)$$

(Wird fortgesetzt)

U. SANDVOSS

## Der Tiefpaß als Kopplungsglied im konzentrischen Hochfrequenzkabel

Rückwirkungsfrei und ohne Störung der Anpassungs- und Abschlußbedingungen lassen sich beliebig viele Hochfrequenzgeneratoren, z. B. Fernsicht- und -tonsender für verschiedene Kanäle in zentralen Prüffeldanlagen, auf ein konzentrisches Kabel koppeln. Dabei kann man an beliebig vielen Plätzen die Energie ohne nennenswerte Verluste und ohne Störung des Wellenwiderstandes abnehmen. Dieses Problem ist in dem vorgenannten Beispiel sowie bei Gemeinschafts-UKW- und Fernseh-Antennenanlagen von besonderer Bedeutung. Die Betrachtungen haben allgemeingültigen Charakter, jedoch sind die Beispiele auf die Verhältnisse bei Kabeln mit sehr kleiner Leistung zugeschnitten.

Sollen mehrere Sender ihre Energie auf ein Kabel geben, so müssen folgende Forderungen berücksichtigt werden: Der Energieverlust des Koppel-elementes muß möglichst klein sein und Rückwirkungen der einzelnen Sender untereinander müssen vermieden werden. Die häufig in solchen Anlagen zu findenden ohmschen Widerstandsglieder erfüllen diese Forderungen nur sehr unvollkommen. Jeder ohmsche Widerstand bringt zwangsläufig einen verhältnismäßig hohen Energieverlust mit sich, und außerdem sind die Anpassungsbedingungen dieser Netzwerke, besonders wenn sie mit zunehmender Senderzahl umfangreicher werden, infolge der störenden Kapazitäten und Induktivitäten nur noch schwer zu beherrschen. Besonders bei sehr hohen Frequenzen wie den UKW- und Fernsehfrequenzen muß man sich nach besseren Möglichkeiten umsehen.

Jedes Ankopplungsglied belastet das Kabel mit einem ohmschen Widerstand, einer Induktivität und einer Kapazität. Macht man den Widerstand groß im Verhältnis zu dem Wellenwiderstand des Kabels, so wird sein Einfluß vernachlässigbar. Die Induktivität läßt sich durch sehr kurze Leitungsführung auch entsprechend kleinhalten. Kapazitätswerte von 5 pF dürften aber kaum zu unterschreiten sein, und ein solcher Wert bewirkt schon eine erhebliche Störung des Kabels. Deshalb ist auch eine Parallelschaltung der Endröhren nicht möglich. Werden z. B. 10 Röhren anodenseitig parallel geschaltet, so ist mit einer Gesamtanodenkapazität von mindestens 50 pF zu rechnen; dazu kommen die unvermeidlichen Schaltkapazitäten. Es ergeben sich also kapazitive Blindwiderstände von nur wenigen Ohm, und die Leistungsausbeute der Endröhre wird sehr schlecht.

Man betrachte nun das Ersatzschaltbild eines konzentrischen Kabels (Abb. 1). Der Innenleiter hat eine Induktivität und eine Kapazität gegen den Mantel. Faßt man die Induktivitäten und die Kapazitäten jeweils für kleine Abschnitte des Kabels zusammen, so ergibt sich die in Abb. 1 gezeichnete Schaltung. Sie stellt einen Tiefpaß dar, d. h.,



Abb. 1. Ersatzschaltbild eines konzentrischen Kabels

von einer gewissen Grenzfrequenz  $f_g$  an wird die Dämpfung sehr hoch. Je kleiner man die Nachbildung der Kabelabschnitte nimmt, um so höher liegt die Grenzfrequenz. Nimmt man anstatt der einzelnen Kapazitäten die Kapazität der anzukoppelnden Röhre, so ergibt sich eine ausgezeichnete Möglichkeit für die Einspeisung von Energie. Ein einzelnes Glied dieses Tiefpasses soll nun genauer betrachtet werden (Abb. 2). Da man meist mit 60-Ohm-Kabeln arbeitet, wird auch hier dieser Wellenwiderstand zugrunde gelegt. Die Anodenkapazitäten

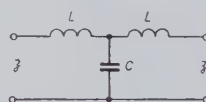


Abb. 2. Einzelglied eines durch das konzentrische Kabel nach Abb. 1 gebildeten Tiefpasses

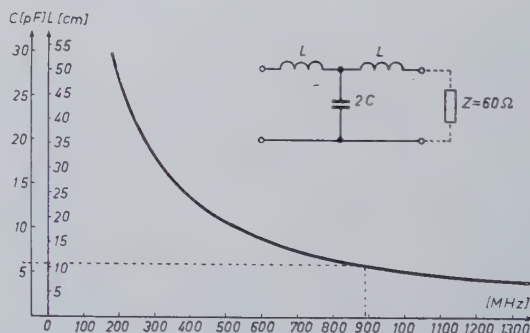


Abb. 3. Grenzfrequenz eines Tiefpasses als Funktion der Kapazität [pF] und der Selbstinduktion [cm] bei Abschluß mit dem Wellenwiderstand  $Z = 60 \Omega$

der für solche Zwecke geeigneten Röhren wie EC 80, EF 80, E 180 F usw. liegen bei 3 bis 4 pF. Mit den Schaltkapazitäten zusammen kann man mit etwa 6 pF rechnen. Es ergibt sich nun die Grenzfrequenz  $f_g$

$$f_g[\text{Hz}] = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot Z[\Omega] \cdot C[\text{pF}]/2} = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 60 \cdot 3} = 885 \cdot 10^6 \text{ Hz} \quad (1)$$

Die Selbstinduktion  $L$  wird für dieses Glied

$$L[\text{cm}] = \frac{Z[\Omega] \cdot 10^3}{2\pi \cdot f_g[\text{MHz}]} = \frac{60 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 885} = 10,7 \text{ cm} \quad (2)$$

Aus Abb. 3 können die Werte für  $f_g$  und  $L$  für alle Kapazitäten von 4 bis 30 pF entnommen werden.

Hat man eine Grenzfrequenz von 885 MHz errechnet, so bedeutet das nicht, daß der Tiefpaß bis zu dieser Frequenz brauchbar ist. Sein Wellenwiderstand ist bei der Grenzfrequenz Null. Damit die Anpassung an das Kabel aber gewährleistet ist, darf er nur ganz geringfügig



Dorsey, S. E.: Counters Control High-Speed Flash. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 160—163, 5 Abb.

## DK 681.142-83

Kelner, R. C., u. Glauberman, M. H.: Magnetic Shift-Register Correlator. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 172—175, 6 Abb.

## DK 681.142-83:621.374.4

Meyers, R. A., u. Davis, H. B.: Triangular-Wave Analog Multiplier. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 182—185, 7 Abb.

## DK 681.142-83

Klein, M. L., Williams, F. K., u. Morgan, H. C.: High-Speed Digital Conversion. *Instrument. & Automat. Bd. 29* (1956) Nr. 7, S. 1297—1302, 8 Abb.

## DK 681.142-83:621.944

Kühnel, A. H.: Computer Control of a Rolling Mill Schedule. *Instrument. & Automat. Bd. 29* (1956) Nr. 7, S. 1303—1305, 2 Abb.

## DK 621.318.562.5

Philips, J. A.: A Nine's Complement Decade Counter with Recorder. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 342, S. 344—349, 6 Abb., 2 Tab.

## DK 681.142-83:511.124

Czajkowski, Z.: Electronic Methods of Analogue Multiplication. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 342, S. 352—355, 15 Abb., 1 Tab.

## DK 681.14-83:621.3.012.8

Kabeš, K.: Stetig arbeitende Rechenmaschinen (Analog-Rechenmaschinen). *Slaboproudy Obz.* Bd. 17 (1956) Nr. 7, S. 388—393, 44 Abb. (Tschech.)

## DK 681.142-83

Cartiera, M. J.: Application des calculatrices numériques électroniques aux problèmes techniques et économiques. *Bull. Soc. franç. Electriciens* Bd. 6 (1956) Nr. 67, S. 484 bis 491, 5 Abb.

## Ultraschall

## DK 621.9.018:534.321.9

Benz, F.: Bearbeitung von spröden Werkstoffen mittels Ultraschall. *VDI-Z.* Bd. 98 (1956) Nr. 18, S. 980, 1 Abb.

## DK 534.321.9

Murdoch, A.: Ultrasonics — How it Works and What it does. *Amer. Machinist* Bd. 100 (1956) Nr. 1, S. 97—101

## Elektronik

## DK 778.53:771.448

Martini, W.: Filmaufnahmen mit Gasentladungsbildröhren. *ETZ-B* Bd. 8 (1956) Nr. 7, S. 279

## DK 621.385:338.5

Moll, K. D.: Estimating Electronic Equipment Costs. *Instrument. & Automat. Bd. 29* (1956) Nr. 4, S. 710—714, 2 Abb., 1 Tab.

## Nukleonik

## DK 621.039:621.311.25

Hanle, W.: Die Anwendung der Kernenergie. *ETZ-B* Bd. 8 (1956) Nr. 8, S. 293 bis 297, 9 Abb.

## DK 621.039

Hanle, W.: Grundlagen der Kernenergiegewinnung. *ETZ-B* Bd. 8 (1956) Nr. 7, S. 261—264, 2 Abb.

## DK 621.039.421-784.7

Delour, M. G.: La protection contre le rayonnement des réacteurs nucléaires. *Bull. Soc. franç. Electriciens* Bd. 6 (1956) Nr. 67, S. 442—454, 9 Abb.

## DK 621.039.421.001.5:621.385

Orr, L., Kerr, W., u. Gomborg, H. J.: A Nuclear Reactor Simulator for Teaching Purposes. *Electr. Engng.* Bd. 75 (1956) Nr. 4, S. 364—367, 6 Abb.

## Steuerungs- und Regelungstechnik, Automation

## DK 621.3.016.35

Böhm, H.: Bemerkung über die Amplitudenstabilität ungedämpfter Schwingungen. *Regelungstechn.* Bd. 4 (1956) Nr. 4, S. 83—84, 2 Abb.

## DK 621-526

Coates, J. F., u. Noton, A. R. M.: An On-Off Servo Mechanism with Predicted Change-Over. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 10b, S. 449—462, 26 Abb.

## DK 621.398:681.128.6

Dickinson, H.: Selection and Installation of Remote Tank Gages. *Instrument. & Automat. Bd. 29* (1956) Nr. 7, S. 1345 bis 1348, 6 Abb.

## DK 621.316.7.001.1

Katz, H.: Rechnende Netzwerke in der Regelungstechnik. *ETZ-A* Bd. 77 (1956) Nr. 16, S. 560—565, 15 Abb.

## DK 331.875:338.455

Wichmann, W. S.: Die Automatisierung der Maßüberwachung von Massenerzeugungen. *Fäinverlechn.* Bd. 60 (1956) Nr. 6, S. 218—221, 7 Abb.

## Physik

## DK 537.533.2

Kerner, K.: Über die Elektronenemission kalter Metalloberflächen bei mittleren Feldstärken ( $\sim 10^4$  V/cm). *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 1, S. 1—8

## DK 535.215.5:538.12

Lagrenaudie, J., u. Augustor, A.: Note sur un modèle simplifié pour l'étude de l'effet photo-magnéto-électrique dans le cas d'un champ magnétique intense. *Ann. Télécom.* Bd. 11 (1956) Nr. 6, S. 127—130, 4 Abb.

## DK 535.215.5:538.12

Lagrenaudie, J.: L'effet photo-magnéto-électrique. *Ann. Télécom.* Bd. 11 (1956) Nr. 6, S. 131—139, 6 Abb.

## DK 621.317.444

Willardson, R. K., u. Barr, A. C.: Magnetoresistance. New Tool for Electrical Control Circuits. *Electr. Manufact.* Bd. 57 (1956) S. 79—84

## DK 537.311.1

Gutkin, L. S., u. Kusmir, A. D.: Die Wirkung der Elektronenträgheit bei Diodengleichrichtung und Frequenzumformung. *Radiotekhn. (Moskau)* Bd. 10 (1955) Nr. 9, S. 14—30 (Russ.)

## Akustik

## DK 534.343.3:621.3.083

Kelbs, L.: Vergleich der verschiedenen Methoden zur Messung der Nachhallzeit in Hallräumen und Studios. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 8, S. 347—351, 10 Abb., 4 Tab.

## DK 534.442.2

Steinbach, S.: Ein schnell arbeitender Suchton-Spektrograf für den Sprachfrequenzbereich. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 8, S. 365—368, 4 Abb., 1 Tab.

## Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

## DK 534.75:621.3.012.8

Bauch, H.: Die Schwingungsform der Basilarmembran bei Erregung durch Impulse und Geräusche, gemessen an einem elektrischen Modell des Innenohres. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 7, S. 222—243, 24 Abb.

## DK 534.322.08

Cremer, L., u. Schreiber, L.: Über die verschiedenen Darstellungsmöglichkeiten von akustischen Spektren. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 7, S. 201—213, 9 Abb.

## Werkstoffe

## DK 621.385.002:621.52

Espe, W.: Kupfer als Werkstoff der Hochvakuumtechnik. Teil I. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 8, S. 355—364, 23 Abb., 6 Tab.

## DK 546.824.431

Kulcsar, F.: Microstructure Study of Barium Titanate Ceramics. *J. Amer. Cer. Soc.* Bd. 39 (1956) S. 13—17

## Halbleiter und Anwendungen

## DK 532.73:532.78

Memelink, O. W.: The Distribution of Impurity in a Semi-Infinite Solidified Melt. *Philips Res. Rep.* Bd. 11 (1956) Nr. 3, S. 183—189, 1 Abb., 1 Tab.

## DK 621.314.63:546.289

Crenshaw, R. M.: Industrial Uses of Germanium Rectifiers. *Electr. Engng.* Bd. 75 (1956) Nr. 8, S. 719—721, 4 Abb.

## DK 621.314.63:546.289

Arends, E., u. Schröder, E.: Germanium-Leistungsgleichrichter der AEG. *AEF Mitt.* Bd. 46 (1956) Nr. 5/6, S. 210—214, 8 Abb., 1 Tab.

## DK 621.374.32:621.314.7

Chaplin, G. B. B.: A Point-Contact Transistor Sealing Circuit with 0.4 Microsec Resonance. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 10b, S. 505—509, 8 Abb.



DK 621.387.4:621.374.3

Franklin, E., u. James, J. B.: The Application of Transistors to the Trigger, Ratemeter and Power-Supply Circuits of Radiation Monitors. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 10b, S. 497—504, 6 Abb.

DK 621.314.7:621.398:623.451—519

Kortman, C. M.: Transistors Telemeter Small Missiles. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 7, S. 145—147, 2 Abb.

DK 621.374.32:621.314.7

Chaplin, G. B. B., u. Owens, A. R.: A Junction-Transistor Sealing Circuit with 2 Microsee Resolution. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 10b, S. 510—515, 15 Abb.

## Magnete

### und magnetische Werkstoffe

DK 621.318.1

Hoare, G. H.: Dynamax — a New Crystal and Domain-Oriented Magnetic Core Material. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 8, S. 702—704, 3 Abb., 2 Tab.

DK 621.315.626.077.8:621.418.322.042.15

Weis, A.: Durchführungsselemente mit Perikkern. *Siemens-Z. Bd. 30* (1956) Nr. 8, S. 398 bis 402, 10 Abb.

DK 538.22:546.31 + 546.221

Lodering, F. K.: On the Ferrimagnetism of some Sulphides and Oxides. *Philips Res. Rep. Bd. 11* (1956) Nr. 3, S. 190—249

DK 538.114

Holzmueller, W.: Magnetische Nachwirkungserscheinungen. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 7, S. 306—312, 11 Abb.

DK 538.61.029.66:546.723.31:546.3.7.31

Benoist, J.: Introduction à l'étude des phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites dans le domaine des hyperfréquences. *L'onde électr. Bd. 36* (1956) Nr. 351, S. 499—507, 17 Abb.

DK 621.372.8.083.2:546.723.31:546.3.7.31

Suchel, J.: Relations entre la structure des ferrites et les conditions de leur résonance dans les guides d'onde. Guides multirésonants. *L'onde électr. Bd. 36* (1956) Nr. 351, S. 508—519, 10 Abb.

## Meßtechnik, Meßgeräte

DK 621.395.625.3.08

Wirth, H. J.: Wide Range Meter Measures Flucter and Wow. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 7, S. 152—153, 2 Abb.

DK 621.317.733.011.4

Boer, J.: Bridge Tests Capacitors on Production Line. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 8, S. 146—147, 1 Abb.

DK 621.374:529.781

Bollinger, L. E.: Timing Marker Generator. *Instrum. & Automat. Bd. 29* (1956) Nr. 7, S. 1329—1330, 3 Abb.

DK 621.43.044.2:621.317.7

Leonien, N. J.: Ein Magnetfeldmesser, der die magnetische Resonanz der Protonen ausnutzt. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 8, S. 351—354, 5 Abb.

DK 621.317.083.7:621.398

August, G., u. Beckmann, H. G.: Das AEG-Timpuis-Fernmeßverfahren. *AEG Mitt. Bd. 46* (1956) Nr. 7/8, S. 225—232, 7 Abb.

DK 621.317.73:621.318.4.029.6

Newsome, J. P.: Measurement of the Self-Capacitance of an Inductor at High Frequencies. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 342, S. 350—352, 3 Abb.

DK 621.385.012:621.317.755

James, R. H.: A Valve Curve Tracer. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 342, S. 338 bis 343, 14 Abb.

DK 621.317.761:621.314.7

Blake, L. R., u. Eames, A. R.: Transistor Frequency Meters. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 342, S. 322—327, 8 Abb., 1 Tab.

DK 621.317.755:621.43.044

Un analyseur pour le contrôle de l'alimentage des moteurs à explosions. *Electronique ind. (1956) Nr. 9, S. 97—103, 6 Abb., 1 Tab.*

DK 621.317.755.087.6

Dorsey, S. E.: Four-Place Timer Codes Oscillograph Recordings. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 7, S. 154—156, 8 Abb.

DK 621.383.444.1

Jamet, A.: Declencheur pour l'observation d'un phénomène récurrent à 50 Hz. *Electronique ind. (1956) Nr. 9, S. 94—96, 10 Abb.*

## Elektrotechnik

DK 621.314.62

Baer, W. J.: Elektromagnetische Steuerung von Gleichrichterkontakten. *Bull. SEV Bd. 47* (1956) Nr. 16, S. 710—720, 19 Abb., 2 Tab.

DK 621.314.62

Keschnig, F.: Über die Entwicklung und praktische Erprobung elektromagnetisch gesteuerter Gleichrichter. *Bull. SEV Bd. 47* (1956) Nr. 16, S. 709

DK 537.311.4

Millan, K., u. Rieder, W.: Kontaktwiderstand und Kontaktoberfläche. *Z. angew. Phys. Bd. 8* (1956) Nr. 1, S. 28—34

DK 621.318.4:621.385

Ross, H. C.: New Developments in Vacuum Relays. *Tele-Techn. Bd. 15* (1956) Nr. 1, S. 58—60, 111—116, 8 Abb.

DK 621.778.3.002.2

Rabe, K.: Die konstruktive Ausbildung von Gerätschaften. *Feinmechanik. Bd. 60* (1956) Nr. 6, S. 207—218, 58 Abb.

DK 621.316.722

Chadwy, J.: Die Frequenzabhängigkeit von Widerstands-Spannungsteilern. *Stahoproducts Bd. 17* (1956) Nr. 7, S. 375—378, 6 Abb. (Tschech.)

DK 621.355:621.318.5

Wood, J. K.: An Economical Relay Operated Accumulator. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 340, S. 250—253, 3 Abb.

DK 621.316.86:621.3.011.21:621.3.012.8

Cano, S. J. N.: The Specification of the Properties of the Thermistor as a Circuit Element in Very-Low-Frequency Systems. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 9, S. 398—409, 22 Abb.

## Funkortung

DK 621.396.677.833.2

Thourel, L.: Antennes pour radars de conduite de tir. *Ann. Radioléc. Bd. 11* (1956) Nr. 45, S. 216—229, 17 Abb.

DK 621.375.4:621.396.96

Leslie, R.: Transistor Amplifier for Radar Video. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 8, S. 142—145, 7 Abb.

DK 621.396.969.1

Baur, K.: Beitrag zur Theorie des Goniometers und Koordinatentransformators. *Frequenz Bd. 10* (1956) Nr. 7, S. 213—221, 4 Abb.

DK 621.396.969

Keep, D. N.: Frequency-Modulation Radar for Use in the Mercantile Marine. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 10b, S. 519—526, 4 Abb.

## Fernsehen, Bildübertragung

DK 621.385.332

Dufour, Ch.: Les tubes cathodiques à mémoire électrostatique et leurs applications. *Ann. Radioléc. Bd. 11* (1956) Nr. 45, S. 200—215, 18 Abb.

DK 621.397.62:546.723.3.7

Gabriel, F. C.: Ferrite Inductors Tune Parametric Receiver. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 8, S. 169—171, 4 Abb.

DK 621.397.8:621.396.662:621.376.333

Schlesinger, K.: Sampling Detector for Inter-carrier TV Sound. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 8, S. 138—141, 8 Abb.

DK 771.534:54:621.397.5

Uhlenbrock, G.: Probleme der Gradation bei der Fernseh-Filmabtastung. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 8, S. 341—346, 7 Abb.

DK 621.397.24:654.94:662.611.2:621.311.22

Thies, G.: Fernsehanlagen zum Überwachen von Hochleistungskesseln. *ETZ-B Bd. 8* Nr. 7, S. 271—274, 8 Abb.

DK 621.397.9:778.534.7

Brunner, F.: Über Bildmischrichtungen in Fernseh-Studioanlagen. *E u. M Bd. 73* (1956) Nr. 13, S. 333—339, 5 Abb.

DK 621.397.62:658.562

Rappold, A., u. Wolf, K.: Methoden zur Qualitätsuntersuchung an Fernsehempfängern. *SEG Nachr. Bd. 4* (1956) Nr. 2, S. 63 bis 68, 17 Abb.

DK 621.386:621.397.9

Monod, M. G.: La télévision radiologique. *Bull. Soc. franç. Electriciens Bd. 6* (1956) Nr. 67, S. 455—457

DK 621.397.9

Aschen, R.: Un équipement de t. v. industrielle pour la surveillance automatique. *Mesures & Contrôle ind. Bd. 21* (1956) Nr. 230, S. 519—522, 3 Abb.

DK 621.397.9:628.973.3:686.742

Wygant, P. W.: Conversion of Studio Lighting for Color Television. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 3, S. 276—279, 6 Abb.

DK 778.33:778.5

Euler, F. J., u. Vothal, P. A.: Cinerentengraphy with Image Intensification. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 3, S. 238—242, 6 Abb.

DK 621.396.7:621.397.61:621.396.11

Knöpfel, W.: Möglichkeiten des Einsatzes von Fernseh-Kleinsendern. *Techn. Hausmit. NWDR Bd. 8* (1956) Nr. 3/4, S. 63 bis 65.

DK 621.397.9

D'Auria, H. A.: Télévision en couleur. *L'onde électr. Bd. 36* (1956) Nr. 347, S. 134—144

## Elektronische Zählen und Rechnen

DK 621.374.32:681.142

Uffler, H. J.: Sur un nouveau procédé de calcul par courants de haute fréquence. *Ann. Radioléc. Bd. 11* (1956) Nr. 45, S. 187—199, 19 Abb.



## Elektronenröhren

**DK 621.3.032.216**

*Hensley, E. B.*: Conduction Mechanism in Oxide-Coated Cathodes. *J. appl. Phys.* Bd. 27 (1956) Nr. 3, S. 286—290, 5 Abb.

**DK 621.387**

*Maynard, F. B., Carluccio, J., u. Poelstra, W. G.*: Grid-Switched Gas Tube for Display Presentation. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 154—155, 4 Abb.

**DK 621.385:621.395.51**

*Schneider, W.*: Die Weitverkehrsröhre C3g, eine Pentode für Breitband-Kabel- und Breitband-Zwischenverstärker. *Siemens-Z.* Bd. 30 (1956) Nr. 8, S. 371—379, 10 Abb., 3 Tab.

**DK 621.385.032.216.2**

*Laipnek, M.*: Barium-Diffusionskathoden für Elektronenröhren. *Slaboproudy* Obz. Bd. 17 (1956) Nr. 7, S. 393—397, 9 Abb. (Tschech.)

**DK 621.385.001**

*Mandys, F.*: Der Einfluß der Raumladung auf die Eigenschaften der Elektronenröhren. *Slaboproudy* Obz. Bd. 17 (1956) Nr. 4, S. 194 bis 197, 2 Abb. (Tschech.)

**DK 621.385.5.032.75**

*Melson, G. H., u. Sargent, D. J.*: Electron Bombardment of the Glass Envelope of a Receiving Valve. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 9, S. 334—338, 7 Abb.

**DK 621.314.58.077.65:621.385.38.032.213**

*Beck, K. H.*: Über die Schnellaufheizzeit von Kathoden. *E u. M* Bd. 73 (1956) Nr. 14, S. 353—359, 3 Abb.

**DK 621.3.032.213.13**

*Lieb, A.*: Über die Ausbildung eines Zwischenschichtwiderstandes in Oxydkathoden. *SEG Nachr.* Bd. 4 (1956) Nr. 2, S. 97—99, 4 Abb.

**DK 621.385:621.391.006.5**

*Buckbee, J. A., u. Luftman, A. S.*: Designing Storage-Tube Equipment. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 7, S. 126—130, 6 Abb.

**DK 621.385**

*Groszof, G. M., u. Hubbs, J. C.*: Low-frequency Electrodeless Discharge Tube. *Rev. sci. Instrum.* Bd. 27 (1956) Nr. 8, S. 171

**DK 621.385**

*Fischer, P.*: Magnetically Operated Vacuum Valve. *Rev. sci. Instrum.* Bd. 27 (1956) Nr. 5, S. 271—277, 4 Abb.

**DK 537.533.2**

*Vincent, C. H.*: The Gas-Multiplier: a New Type of Electron Multiplier. *Nature, Lond.* Bd. 177 (1956) Nr. 4504, S. 391—392

**DK 621.385.832**

*Archard, G. D.*: A Possible Chromatic Correction System for Electron Lenses. *Proc. phys. Soc. Sect. B.* Bd. 68 (1955) Nr. 11, S. 817—829

## Elektronenoptik

**DK 537.533.2**

*Haefer, R.*: Zur experimentellen Prüfung der wellenmechanischen Theorie der Foldelektro-nenemission. *Acta phys. Austr.* Bd. 10 (1956) Nr. 1/2, S. 149—161

**DK 537.533.331**

*Schlesinger, K.*: Progress in the Development of Post-Acceleration and Electrostatic Deflection. *Proc. IRE* Bd. 44 (1956) Nr. 5, S. 659—667, 13 Abb., 1 Tab.

**DK 537.533**

*Dyke, W. P., u. Barbour, J. P.*: Pulsed T-F Emission Electron Projection Microscopy. *J. appl. Phys.* Bd. 27 (1956) Nr. 4, S. 356 bis 360, 8 Abb.

**DK 537.533.3**

*Borries, B. v., u. Lenz, F.*: Vorausberechnung magnetostatischer elektronenoptischer Abbildungssysteme. *Optik* Bd. 13 (1956) Nr. 6, S. 264—276, 9 Abb.

**DK 537.533.3**

*Grümm, H.*: Ein streng auswertbares Modell für elektronische Immersions-Zylindrelinsen. *Optik* Bd. 13 (1956) Nr. 6, S. 277—288, 6 Abb.

**DK 537.082.72**

*Grümm, H.*: Rotationssymmetrische elektrostatische Felder, die eine strenge Berechnung der Elektronenbahnen zulassen. *Ann. Phys.* (6) Bd. 17 (1956) Nr. 4/5, S. 275—280

**DK 53.082.72**

*Grümm, H.*: Ebene elektrostatische Felder, die eine strenge Berechnung der Elektronenbahnen zulassen. *Ann. Phys.* Bd. 17 (1956) Nr. 4/5, S. 269—274

## Bauelemente

**DK 621.395.632.11:621.395.34:621.385.7**

*Barker, R. C.*: An Experimental Ringing Circuit for Electronic Exchanges. *Post Office electr. Eng. J.* Bd. 49 (1956) Juli 2. Teil, S. 124—125, 1 Abb.

**DK 621.316.722.1**

*Jaskula, H.-W.*: Stabilisierter Netzgleichrichter. *ETZ-B* Bd. 8 (1956) Nr. 8, S. 298 bis 300, 6 Abb.

## Übertragungstechnik

**DK 517.3:537.11**

*Vallée, R.*: Sur une méthode d'intégration des équations de Maxwell. *L'onde electr.* Bd. 36 (1956) Nr. 347, S. 122—133, 5 Abb.

**DK 652.8**

*Schaufler, R.*: Über die Bildung von Codewörtern. *AEÜ* Bd. 10 (1956) Nr. 7, S. 303 bis 314, 14 Abb.

**DK 621.396.4:661.510.535.001.5**

*Deuth, A. F., Ressler, H. C., Smith, J. W., u. Stamps, G. M.*: Multipath Simulator Tests Communications. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 7, S. 171—173, 4 Abb.

## Rauschen

**DK 621.317.34:621.396.822**

*Kawakami, K., u. Akima, H.*: New Method of Measuring the Effective Value of Band-Limited Radio Noise Voltage. *J. Radio Res. Lab.* Bd. 3 (1956) Nr. 11, S. 109—113, 3 Abb.

**DK 621.317.34:551.594.6**

*Yuhara, H., Ishida, T., u. Higashimura, M.*: Measurement of the Amplitude Probability Distribution of Atmospheric Noise. *J. Radio Res. Lab.* Bd. 3 (1956) Nr. 11, S. 101—108, 5 Abb., 1 Tab.

**DK 621.396.822:621.3.029.64:621.3.083**

*Klein, W., u. Fritz, W.*: Die Gasentladungsstrecke als Gerät zur Rauschmessung im Zentimeterwellengebiet. *SEG Nachr.* Bd. 4 (1956) Nr. 2, S. 100—104, 6 Abb.

**DK 621.373.423**

*Bauer, H., u. Rolhe, H.*: Der äquivalente Rausch-Wellenvierpol von Laufzeitröhren. *AEÜ* Bd. 10 (1956) Nr. 7, S. 283—298, 10 Abb.

**DK 621.387:621.372.43**

*Skinner, R. I.*: Wide-Band Noise Sources Using Cylindrical Gas-Discharge Tubes in Two-Conductor Lines. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 10b, S. 491—496, 4 Abb., 1 Tab.

**DK 621.396.822:621.39**

*Bennett, W. B.*: Reducing Noise in Communication Systems (Part V). *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 7, S. 148—151, 4 Abb., 1 Tab.

## Funktechnik

**DK 621.396.1**

*Fischer, K., u. Vesper, W.*: Probleme des Übersektfunks. *ETZ-B* Bd. 8 (1956) Nr. 8, S. 305—308, 5 Abb.

**DK 621.376.3:621.396.41**

*Stratman, H. G.*: Exciters Multiplex F-M Carriers. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 148—150, 2 Abb.

**DK 621.396.61**

*Delvaux, J. L.*: Les équipements de radio-communications à bande latérale unique. *L'onde electr.* Bd. 36 (1956) Nr. 351, S. 520 bis 531, 4 Abb.

**DK 645.145.16:621.394.625**

*Pletscher, H.*: Die Funkfern-schreib-Empfangsanlage 6 P 304. *SEG Nachr.* Bd. 4 (1956) Nr. 2, S. 79—83, 8 Abb.

**DK 654.145.16:621.394.324:343.123.12**

*Hagen, A.*: Maschinelle Funktelegraphie auf Kurzwellen mit Sendern kleiner Leistung für Aufgaben der Sicherheitsbehörden. *SEG Nachr.* Bd. 4 (1956) Nr. 2, S. 72—78, 5 Abb.

**DK 621.396.82**

*Humbly, A. M., u. Minnis, C. M.*: Asymmetry in the Performance of High-Frequency Radiotelegraph Circuits. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 10b, S. 553—556, 9 Abb., 1 Tab.

## Laufzeitröhren, Beschleuniger

**DK 621.385.16**

*Kousta, P., u. Mauchinney, D. D.*: Magnetron Tester Detects Lost Pulses. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 164—168, 7 Abb.

**DK 621.375.423-523.8**

*Reeves, R. J. D.*: Klystron Control System. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 8, S. 184 bis 189, 30 Abb., 1 Tab.

**DK 621.385.1.029.6**

*Bennet de, M.*: Étude des modes d'oscillations du „carcinotron M“ (1). *Ann. Radio-electr.* Bd. 11 (1956) Nr. 45, S. 230—238, 5 Abb.

**DK 621.396.615.141**

*Fric, V.*: Das Resonanzsystem eines Magnetrans. *Slaboproudy* Obz. Bd. 17 (1956) Nr. 7, S. 379—386, 18 Abb. (Tschech.)

## Schwingungserzeuger

**DK 621.373.421.1:621.314.7**

*Hooper, D. E., u. Jackels, A. E.*: Current Derived Resistance-Capacitance Oscillators using Junction Transistors. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 342, S. 333—337, 7 Abb., 3 Tab.

**DK 621-58.08:621.373**

*Corey, V. B.*: Servo Accelerometer Uses R-F Oscillator. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 151—153, 2 Abb.



**DK 621.314.7:621.396.611.3**  
*Raabe, G.*: Bestimmung des stationären Schwingungszustandes von Transistor-schwingkreisen. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 7, S. 295—302, 8 Abb.

**DK 621.373.421.11**

*Akcasu, Z.*: Amplitude Limitation in LC-Oszillatoren. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 6, S. 151—155, 5 Abb.

**DK 621.385:621.3.029.65**

*Pramanar, W.*: Elektronisch abstimmbare Oszillatoren für mm-Wellen mit großem Frequenzbereich. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 7, S. 290—294, 12 Abb.

## Wellenausbreitung

**DK 551.510.535 (52)**

*Kasuga, J., u. Sawada, K.*: Comparison of foF2 at Four Observatories in Japan. *J. Radio Res. Lab.* Bd. 3 (1956) Nr. 11, S. 45—53, 8 Abb.

**DK 621.371:551.510.535**

*Sherman, E. D. R., u. Martin, L. T. J.*: Back-Scatter Ionospheric Sounder. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 8, S. 190—201, 9 Abb., 1 Tab.

**DK 621.316.97**

*Kaden, H.*: Die magnetische Feldstärke in den Ecken geschirmter Räume (Eckeneffekt). *AEÜ Bd. 10* (1956) Nr. 7, S. 275—282, 10 Abb.

**DK 621.396.11:535.32**

*Furushu, K.*: Field Strength in the Vicinity of the Line of Sight in Diffraction by a Spherical Surface. *J. Radio Res. Lab.* Bd. 3 (1956) Nr. 11, S. 55—76, 12 Abb.

**DK 551.510.535**

*Shimazaki, T.*: The Structure of the F2 Layer as Deduced from its Daily Variations. *J. Radio Res. Lab.* Bd. 3 (1956) Nr. 11, S. 17—43, 15 Abb.

**DK 621.396.11:029.6 „414.22“**

*Tao K.*: Some Considerations for the Field Strength of Ultra Short Waves at Night. *J. Radio Res. Lab.* Bd. 3 (1956) Nr. 11, S. 77—99, 15 Abb.

**DK 621.396.11**

*Alcock, G. McK.*: The Prediction of Maximum Usable Frequencies for Radiocommunication over a Trans equatorial Path. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 10b, S. 547—552, 6 Abb.

**DK 621.396.11**

*Pressey, B. G., u. Ashwell, G. E.*: The Deviation of Low-Frequency Ground Waves at a Coast-Line. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 10b, S. 535—541, 8 Abb.

**DK 621.396.11:621.396.821**

*Strawawa, S. M.*: The Propagation of a Radio Atmospheric. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 10b, S. 542—546, 4 Abb., 2 Tab.

## Modulation und Demodulation

**DK 621.376.22:621.318.134**

*Clarke, W. W. H., Searle, W. M., u. Vail, F. T.*: A Ferrite Microwave Modulator Employing Feedback. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 10b, S. 485—490, 11 Abb., 2 Tab.

**DK 621.376.332:621.398**

*Warzecha, T. D.*: Telemetering Demodulator for Wide-Band F-M Data. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 7, S. 157—159, 6 Abb.

## Impulsverfahren

**DK 621.374.44:621.317.757**

*Ross, A., u. Simon, L.*: Gate Selects Pulses for Spectrum Analysis. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 8, S. 179—181, 5 Abb.

**DK 621.374.44**

*Le Croissette, D. H.*: The Production of a Short Duration Pulse of High Velocity Electrons. *Electronic Eng.* Bd. 28 (1956) Nr. 342, S. 356—358, 5 Abb.

**DK 621.372.4:5:621.391:621.3.018.78**

*Callender, M. V.*: The Effect upon Pulse Response of Delay Variation at Low and Middle Frequencies. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 10b, S. 475—477, 4 Abb.

## Netzwerke, Filter

**DK 621.396.615.18**

*Philipp, E. O.*: Untersuchungen an speziellen Frequenzteilern mit großem Teilverhältnis. *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 3, S. 119—126, 11 Abb.

**DK 519.272**

*Lange, F. H.*: Anwendung der Korrelationsanalyse und Vierpoltheorie. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 7, S. 315—319

**DK 621.372.54**

*Colin, J. E.*: Les filtres en T ponté à une ou deux pulsations de coupure. *Câbles de Transmissions Bd. 10* (1956) Nr. 3, S. 165—188, 27 Abb., 10 Tab.

**DK 621.372.56**

*Hernegues, R.*: Sur la mesure du rendement d'un quadripole. *Câbles de Transmission Bd. 10* (1956) Nr. 8, S. 207—214, 5 Abb.

**DK 621.391:517.64**

*Fey, P.*: Die Hilberttransformation in der Elektrotechnik. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 8, S. 337—340, 10 Abb.

**DK 621.396.61**

*Wukh, St.*: Die Konstruktion eines nicht-linearen, mit Wechselstrom gespeisten Stromkreises. *Slobopoud'sk Oboz.* Bd. 17 (1956) Nr. 7, S. 368—374, 21 Abb. (Tschech.)

**DK 621.372.5**

*Gremel, F.*: Über die Abhängigkeit der Vierpolkenngrößen eines verlustlosen Vierpols vom zugehörigen Blindtransformationstheorem. *AEÜ Bd. 10* (1956) Nr. 7, S. 273 bis 274

**DK 621.372.4**

*Gross, B.*: Kanonische Darstellungen für eine Klasse verlustbehafteter Schaltungen. *AEÜ Bd. 10* (1956) Nr. 7, S. 299—302, 2 Abb.

**DK 621.52**

*Wick, J. C., Douce, J. L., u. Livesley, R. K.*: The Dual-Input Describing Function and its Use in the Analysis of Non-Linear Feedback Systems. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 10b, S. 463—474, 19 Abb., 2 Tab.

**DK 621.392**

*Green, E.*: Design Dates for Ladder Networks. *Microsci. Rev.* Bd. 19 (1956) Nr. 121, S. 78 bis 88, 8 Abb.

## Verstärker

**DK 621.375.122.024**

*Landberg, S.*: A General-Purpose Drift-Free D.C. Amplifier. *Philips Res. Rep.* Bd. 11 (1956) Nr. 3, S. 161—171, 11 Abb.

**DK 621.375.1**

*Comte, G., Boudier, M., u. Pontus, A.*: Échomètre à impulsions destiné au contrôle des sections d'amplification de paires concentriques. *Câbles de Transmissions Bd. 10* (1956) Nr. 3, S. 245—258, 22 Abb.

**DK 621.375:681.17:629.13.05**

*Pine, C. C.*: Recorder Amplifier for Flight Testing. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 8, S. 158—159, 2 Abb.

**DK 621.375:029.6:621.385.3**

*Cranen, G.*: Disc-Seal Triode Amplifiers. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 8, S. 179 bis 183, 4 Abb.

**DK 621.375:621.395.4**

*Chaskin, W. S., u. Kimball, H. R.*: Regulating Amplifier Corrects Slope and Level. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 7, S. 168—170, 5 Abb.

## Schaltungstechnik

**DK 621.374.3**

*Prind, A., u. Lachaise, J.*: Lignes à retard électriques. *Electronique* (1956) Nr. 112, S. 27—31, 13 Abb.

**DK 621.385.38**

*Burnell, J. H.*: A Magnetic Thyatron Grid Control Circuit. *Proc. IRE Bd. 44* (1956) Nr. 4, S. 529—532, 7 Abb.

## Funkentstörung

**DK 621.396.828.2**

*Bier, M.*: Elektromagnetische Störung von Räumen als Mittel der Funk-Entstörung. *ETZ-A Bd. 77* (1956) Nr. 11, S. 321—325, 8 Abb.

**DK 621.396.823**

*Use, G.*: Grenzwerte für Funkstörungen im In- und Ausland. *ETZ-A Bd. 77* (1956) Nr. 2, S. 33—40, 8 Abb., 5 Tab.

**DK 628.9.037:621.396.823**

*Wright, F. H., u. Zimmermann, S. A.*: Evaluation of Radio Influence Voltages in Fluorescent Lighting Systems. *Electr. Engng.* Bd. 75 (1956) Nr. 3, S. 272—274, 4 Abb., 2 Tab.

## Antennen

**DK 621.396.677.7**

*Foster, K.*: Parabolic Cylinder Aerials. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 3, S. 59—65, 10 Abb.

**DK 621.396.67**

*Song, H. J., u. Sifford, B. M.*: Structural Dielectrics in Cap-type HF Antennas. *Tele-Tech.* Bd. 14 (1955) Nr. 8, S. 88—89, 180—182, 189—190

**DK 621.396.674.3**

*Franz, K.*: Bemerkungen zur Theorie des Strahlungsfeldes und der Impedanz von Antennen. *AEÜ Bd. 10* (1956) Nr. 7, S. 269 bis 273

**DK 621.396.676**

*Seifried, W.*: Antennen für Funk sprechgeräte im 4-m-Band. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 7, S. 319—325, 24 Abb.

**DK 621.396.67:621.396.7:621.397.26**

*Baumeister, E.*: Ermittlung von Antennendiagrammen mit Hilfe von Hubschraubern. *Techn. Hausmit. NWDR Bd. 8* (1956) Nr. 3/4, S. 66—77, 24 Abb.

**DK 621.396.11:621.3.029.62:621.397.26**

*Knöpfel, W.*: Ermittlung der erforderlichen Masthöhe von Fernsendern unter Verwendung von Hubschraubern. *Techn. Hausmit. NWDR Bd. 8* (1956) Nr. 3/4, S. 78 bis 82, 5 Abb.



von 60 Ohm abweichen. Der Faktor  $p$ , auf den der Wellenwiderstand bei der Frequenz  $f$  abgenommen hat, ergibt sich aus

$$p = \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_g}\right)^2} \tag{3}$$

Läßt man nun eine Wellenwiderstandsabnahme von maximal 5% zu ( $p$  wird dann 0,95), so ergibt sich durch Umformung von (2) der nutzbare Frequenzbereich des Tiefpasses bis

$$f = \sqrt{f_g^2 (1 - p^2)} = \sqrt{885^2 \cdot (1 - 0,95^2)} = 273 \text{ MHz} \tag{4}$$

Das ist etwa ein Drittel der Grenzfrequenz.

Abb. 4 zeigt den Verlauf des Faktors  $p = \frac{3}{Z}$  in Abhängigkeit von der Frequenz für verschiedene Kapazitäten. Man erkennt daraus, daß eine brauchbare Anpassung des Kabels, wenn nur eine kleine Abweichung des Wellenwiderstandes des Tiefpasses vom Wellenwiderstand des Kabels zugelassen wird, bei weitem nicht bis zur Grenzfrequenz möglich ist.

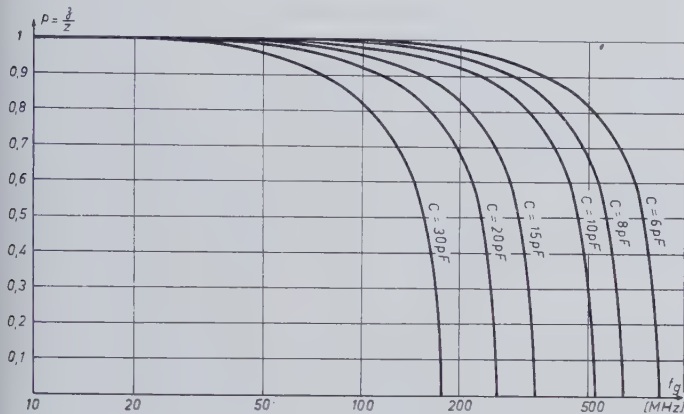


Abb. 4. Verlauf des Faktors  $p = \frac{3}{Z}$  in Abhängigkeit von der Frequenz

Durch geringfügige Vergrößerung der Selbstinduktion  $L$  wird zweckmäßig der Wellenwiderstand des Tiefpasses um 2,5% vergrößert. Die maximale Abweichung von 3 wird damit  $\pm 2,5\%$  von 60 Ohm. Sollen nun mehrere Sender ein Kabel speisen, so schaltet man entsprechend viele solcher Tiefpaßglieder hintereinander (Abb. 5). Die Kapazitäten  $C_1, C_2$  und  $C_3$  sind so groß zu wählen, daß ihr Blindwiderstand  $\frac{1}{\omega C}$  gegenüber dem Wellenwiderstand des Kabels vernachlässigbar ist. Bei 100...200 MHz ist ein Wert von 1000 pF zweckmäßig. Die Zuleitungen müssen so kurz wie möglich sein, damit einmal die Schaltkapazität nicht unnötig groß wird und zum anderen die Induktivität vernachlässigbar klein bleibt. Sollten die einzelnen

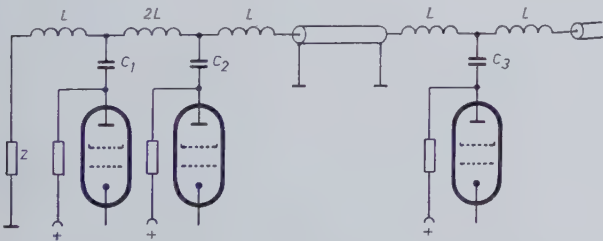


Abb. 5. Ersatzschaltbild für ein von mehreren Sendern gespeistes Kabel

Röhren räumlich zu weit getrennt voneinander sein, so kann ein beliebig langes 60-Ohm-Kabel dazwischengeschaltet werden. Die Anpassungsbedingungen bleiben erfüllt, da der Tiefpaß ja den gleichen Wellenwiderstand hat.

Der Tiefpaß wird am Anfang mit 60 Ohm abgeschlossen. Da das ganze Kabelsystem am Anfang und am Ende mit je 60 Ohm abgeschlossen ist, wird der Arbeitswiderstand der Röhre 30 Ohm. Der Anodenwiderstand zur Zuführung der Anodengleichspannung muß groß gegen den Arbeitswiderstand gewählt werden (etwa 500 Ohm).

Wird als Endröhre ein Typ mit einer Steilheit von 10 mA/V verwendet, so ist der Verstärkungsfaktor bei 30 Ohm Arbeitswiderstand

$$V = S \cdot R_a = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 30 = 0,3 \tag{5}$$

Bei 2 V Steuerspannung ist also mit etwa 0,6 V HF auf dem Kabel zu rechnen. Berücksichtigt werden muß aber noch, daß jeder Tiefpaß bei einer Frequenz von 200 MHz eine Dämpfung von etwa 10% je nach Verlustarmut des Aufbaues bringt. Bei tieferen Frequenzen sinkt die Dämpfung. Werden z. B. 5 Koppelglieder hintereinandergeschaltet, so ist von dem Sender, dessen Signal alle Tiefpässe zu durchlaufen hat, nur noch etwa 0,4 V HF auf dem Kabel zu erwarten. Die anderen Sender werden dann zweckmäßig so weit heruntergeregelt, daß alle Pegel am Kabelanfang gleich groß sind.

Nun ist zu klären, wie die Energie an beliebigen Stellen wieder vom Kabel abgenommen werden kann, ohne daß eine Stoßstelle entsteht und ohne daß mit einem größeren Spannungsverlust gerechnet werden muß. Legt man statt der Anode einer Verstärkerröhre deren Gitter an das Kabel, so gelten genau die gleichen Voraussetzungen wie bei der Einspeisung. Da die Gitterkapazität zuzüglich der Schaltkapazität z. B. bei einer E 180 F mit etwa 12 pF eingesetzt werden muß, wird die Grenzfrequenz nach (1)

$$f_g = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot C/2 \cdot Z} = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 6 \cdot 60} = 442,5 \text{ MHz} \tag{6}$$

Nach (4) ist der nutzbare Frequenzbereich bis

$$f = \sqrt{f_g^2 (1 - p^2)} = \sqrt{442,5^2 (1 - 0,95^2)} = 136 \text{ MHz} \tag{7}$$

brauchbar, wenn wieder  $p$ , entsprechend 5% Fehlanpassung, mit 0,95 angenommen wird. Das heißt, für das UKW-Band II reicht die Grenzfrequenz aus. Soll aber auf dem Kabel auch das Band III (175...225 MHz) übertragen werden, so muß der Wellenwiderstandsverlauf des Tiefpasses durch Ausgleichsglieder erweitert werden. Abb. 6 zeigt die

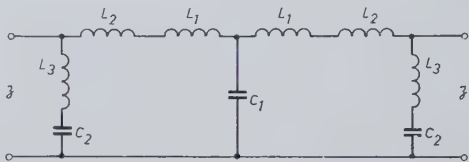


Abb. 6. Ausgleichsglieder zur Erweiterung des Wellenwiderstandsverlaufes

hierfür geeignete Schaltung. Die Spulen  $L_1$  und  $L_2$  werden zweckmäßigerweise zusammengefaßt.  $L_1$  wird nach (2) dimensioniert, wobei aber für  $f_g$  der zu  $C = 12$  pF gehörige Wert, nämlich 442,5 MHz, nach (6) einzusetzen ist.

$$L_1 = \frac{Z \cdot 10^3}{2\pi \cdot f_g} = \frac{60 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 442,5} = 21,6 \text{ cm} \tag{8}$$

$$L_2 = 0,6 \cdot L_1 = 0,6 \cdot 21,6 = 13 \text{ cm} \tag{9}$$

$$L_3 = 1,07 \cdot L_1 = 1,07 \cdot 21,6 = 23,2 \text{ cm} \tag{10}$$

$C_1$  ist mit 12 pF durch die Gitterkapazität der Röhre gegeben und

$$C_2 = 0,3 \cdot C_1 = 0,3 \cdot 12 = 3,6 \text{ pF} \tag{11}$$

Betrachtet man nun den Verlauf des Wellenwiderstandes und damit den Faktor  $p$ , so ist

$$p = \frac{1,56 - \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}{1,56 \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}} \tag{12}$$

Im allgemeinen wird nur der Verlauf des Wellenwiderstandes bis 225 MHz interessieren.

$$p_{[225 \text{ MHz}]} = \frac{1,56 - \left(\frac{225}{442,5}\right)^2}{1,56 \sqrt{1 - \left(\frac{225}{442,5}\right)^2}} = 0,97 \tag{13}$$

$$Z = p \cdot Z = 0,97 \cdot 60 = 58,2 \text{ Ohm} \tag{14}$$

Diese kleine Fehlanpassung kann immer vernachlässigt werden. Hatte man für den einfachen Tiefpaß einen nutzbaren Bereich bis 136 MHz nach (7) errechnet, so ergibt sich nun, wenn wiederum 5% Fehlanpassung zugelassen werden, ein Bereich bis 380 MHz. Abb. 7 zeigt den Verlauf von  $p$ . Oberhalb dieser Frequenz steigt  $p$  steil an



und strebt bei der Grenzfrequenz 442,5 MHz nach  $\infty$ . Die durch Umschalten der Ausgleichsglieder erreichte Verbesserung ist klar ersichtlich.

Abb. 8 zeigt das ausführliche Schaltbild und Abb. 9 die Fotografie eines praktisch ausgeführten Koppelgliedes. Um die Eingangskapazität der Röhre möglichst kleinzuhalten, führen die beiden Spulen direkt an den Gitterkontakt der Röhre. Der Gitterableitwiderstand, der auch eine Kapazität von etwa 1 pF hat, liegt parallel zu dem einen 5-pF-Trimмер und vergrößert hier nicht die Gitterkapazität. Die Anodenkapazität der E 180 F beträgt mit Schaltelementen bei

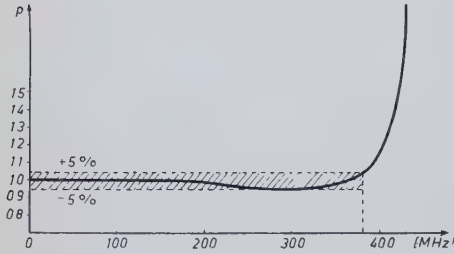


Abb. 7. Verlauf von  $p$  nach der Beziehung  $3 = p \cdot Z = \varphi(f_{\text{MHz}})$  bei  $C = 12 \text{ pF}$  in Abhängigkeit von der Frequenz

günstigem Aufbau nicht mehr als 10 pF. Damit wird bei einem Arbeitswiderstand von 60 Ohm die obere Grenzfrequenz dieser Verstärkeranordnung

$$f_0 = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot C_{\text{pF}} \cdot R_{\text{a[}\Omega\text{]}}} = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 10 \cdot 60} = 270 \text{ MHz} \quad (15)$$

und die Verstärkung

$$V = S_{\text{[mA/V]}} \cdot R_{\text{a[k}\Omega\text{]}} = 16 \cdot 0,06 = 0,96 \quad (16)$$

also fast 1, d. h., an der Anode steht praktisch die gleiche Spannung zur Verfügung, wie sie auf dem Kabel vorhanden ist. (Mit einem 60-Ohm-Regler, z. B. dem HF-Regler von Preh, läßt sich die Spannung auf den etwa 10<sup>-3</sup>-fachen Wert herunterregeln. Mit einer Grunddämpfung von 30% ist bei diesem Regler zu rechnen.)

Soll das Koppelglied in einer Gemeinschaftsantennenanlage verwendet werden, so wird eine Umwegleitung zur Symmetrierung auf 240 Ohm angeschlossen. Die Betriebsspannungen für die Röhre können meist aus dem Empfänger entnommen werden. Wird das Koppelglied am Ende der Kabelleitung verwendet, so wird es mit einem 60-Ohm-Widerstand abgeschlossen.

Natürgemäß ist es nicht möglich, die errechneten Werte so genau vorher auszumessen und in die Schaltung einzusetzen. Sie müssen abgeglichen werden, und hierzu ist sogar eine erhebliche Sorgfalt aufzuwenden. Die Rechnung soll nur zeigen, in welcher Größenordnung die Dimensionierung der Bauelemente liegt. Zum Abgleich eignen sich besonders Methoden, die direkt die Welligkeit auf dem Kabel sichtbar machen. Jede Änderung an Spulen oder Trimmern muß direkt in ihrer Auswirkung auf die Anpassung sichtbar werden.

Eine vorzüglich geeignete Methode ist z. B. die, das Prüfobjekt an das Ende eines längeren Kabels zu legen und die Welligkeit am Anfang dieses Kabels in Abhängigkeit von der Frequenz mit einem Wobbler und einem Oszillografen zu beobachten.

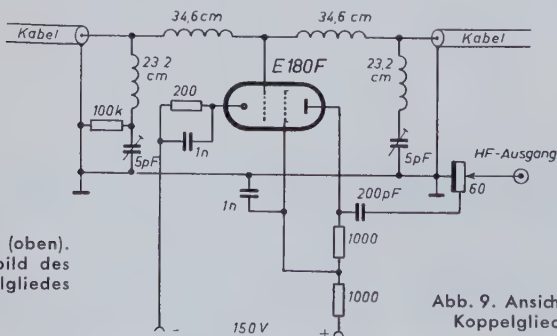


Abb. 8 (oben). Schaltbild des Koppelgliedes

Abb. 9. Ansicht des Koppelgliedes

E. STUHLINGER

## Zum elektrischen

### 1. Wesen und Zweck des elektrischen Antriebs

Ein Raumschiff, das sich auf die Reise zu einem anderen Planeten begibt, wird nicht unmittelbar von der Erde starten, sondern von einer Satellitenbahn um die Erde; ebenso wird es auf dem anderen Planeten nicht landen, sondern auch diesen auf einer Satellitenbahn umkreisen. Der gesamte Aufbau des Raumschiffes und sein Brennstoff müssen erst durch Zubringer-Raketen in die Erdsatellitenbahn befördert werden. Durch übliche Verbrennungstriebwerke angetriebene Raumschiffe benötigen jedoch Brennstoffmengen, deren Masse die des Raumschiffes beträchtlich übertrifft. Der Hauptanteil der Kosten für eine Expedition zu einem anderen Planeten entfällt daher auf den Transport des Brennstoffes von der Erde zur Erdsatellitenbahn.

Es gibt nur einen Weg, den großen Brennstoffbedarf eines Raumschiffes für eine interplanetare Reise herabzusetzen: Erhöhung der Austrittsgeschwindigkeit. Gewöhnliche Strahltriebwerke haben Austrittsgeschwindigkeiten von 2 bis 3 km/s. Es wird aber kaum gelingen, diese Austrittsgeschwindigkeiten erheblich zu steigern, da die dann entsprechend höheren Temperaturen für das Material der Triebwerke untragbar sind. Um jedoch Brennstoffteilchen auf hohe Austrittsgeschwindigkeiten zu bringen, hierbei aber die Schwierigkeit übermäßiger Temperaturen zu umgehen, kann man sie elektrisch aufladen und durch ein elektrisches Feld beschleunigen.

Der Gedanke des elektrischen Antriebs von Raketen ist bereits von mehreren Autoren vorgebracht worden, u. a. von Oberth, Spitzer, Saenger und Preston-Thomas. Die vorliegende Studie untersucht das Prinzip des elektrischen Antriebs, um die Möglichkeiten und Grenzen zu bestimmen, die das elektrische Antriebssystem dem Konstrukteur von Raumschiffen bietet.

### 2. Anforderungen an elektrische Antriebssysteme

Einige besondere Anforderungen an den elektrischen Antrieb von Raumschiffen sind so offensichtlich, daß sie sofort aufgezählt werden können:

1. Man muß elektrisch geladene Treibstoffteilchen durch die Ionisierung eines geeigneten Treibstoffes in einer Ionenquelle erzeugen.
2. Damit sich keine Ladung auf dem Raumschiff selbst bilden kann, müssen positiv und negativ geladene Teilchen im gleichen Verhältnis ausgestoßen werden. Das gelingt am einfachsten durch den gleichzeitigen Ausstoß positiver Ionen und negativer Elektronen.

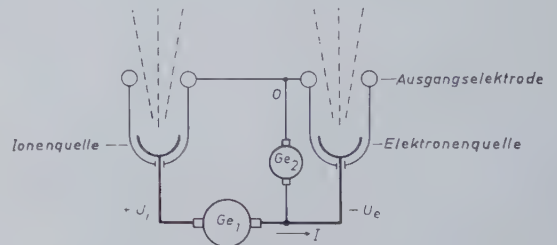


Abb. 1. Ionen- und Elektronenquelle mit den Generatoren

Die Anordnung einer Ionen- und einer Elektronenquelle sowie der Generatoren zur Erzeugung der Beschleunigungsfelder ist schematisch in Abb. 1 dargestellt. Der Fluß der geladenen Teilchen durch die Ionenquelle und die Antriebskammer stellt einen elektrischen Strom dar, dessen Dichte durch die Wirkung der Raumladung begrenzt wird. Die maximale Stromdichte bei gegebener Beschleunigungsspannung und gegebenen Kammerabmessungen bestimmt das Schottky-Langmuirsche Raumladungsgesetz, das auch auf den Fluß geladener Teilchen außerhalb der Antriebskammer anwendbar ist.

<sup>1)</sup> Nachdruck aus IRE Conv. Rec., Part 10 (1955) S. 37—43, mit freundlicher Genehmigung des Verlages (übersetzt von R. Tonndorf)



Es besagt im besonderen, daß ein Strom meßbarer Größe durch die Antriebskammer nur dann aufrechterhalten werden kann, wenn man dafür sorgt, daß die elektrischen Ladungen der Teilchen kurz nach Verlassen der Kammer verschwinden. Dieser Forderung kann dadurch entsprochen werden, daß man Ionen und Elektronen kurz nach Verlassen der Kammer rekombinieren läßt und auf diese Weise erreicht, daß der Düsenstrahl hinter dem Raumschiff aus neutralen Atomen besteht.

Wegen der Beschränkung durch die Raumladungswirkung ist der Ionenstrom, der praktisch von einer Ionenquelle gegebener Abmessungen zu erwarten ist, so gering, daß die sich ergebende Beschleunigung des Raumschiffes nur von der Größenordnung  $10^{-4} \dots 10^{-5} g$  sein kann ( $g = 9,80665 \text{ m/s}^2$ ). Dieser Umstand beschränkt den Verkehr von Raumschiffen mit elektrischen Antriebssystemen auf Fahrten zwischen Satellitenbahnen, wo das Gewicht der Raumschiffe gleich Null ist. Der geringe verfügbare Schub bedingt, daß das elektrische Antriebssystem während der ganzen Reise in Betrieb bleibt. Beispielsweise würde der Schub das Raumschiff auf einer Reise zum Mars auf der ersten Hälfte der Route beschleunigen, um es dann, nach einer Wendung um  $180^\circ$ , zu bremsen. Der Zeitpunkt dieser Wendung müßte so gewählt werden, daß das Raumschiff mit der gewünschten Geschwindigkeit auf der Marssatellitenbahn eintrifft. Die Reise zur Marssatellitenbahn würde etwa anderthalb Jahre dauern.

Das Produkt aus Ionenstrom und Beschleunigungsspannung ergibt eine Leistung, die eine geeignete Stromquelle liefern muß. Im Gegensatz zu Verbrennungsmotoren und Strahltriebwerken, die eine chemische Reaktion zwischen den Treibmitteln in Beschleunigung umwandeln und keines weiteren Aufwandes an toter Masse bedürfen, benötigt ein elektrisches Antriebssystem eine besondere Energiequelle, die die Generatoren zur Erzeugung von Strom und Spannung für die Antriebskammer speist.

Der in der Antriebskammer erzeugte Schub ergibt sich aus der Gleichung

$$F = \dot{m} v_{\text{ex}} \quad (1)$$

in der  $F$  = Schub,  $\dot{m}$  = Brennstoffverbrauch und  $v_{\text{ex}}$  = Austrittsgeschwindigkeit sind. Die zur Aufrechterhaltung dieses Schubes benötigte Leistung  $L$  ist

$$L = \frac{1}{2} \dot{m} v_{\text{ex}}^2 \quad (2)$$

oder

$$L = \frac{1}{2} F v_{\text{ex}}$$

Diese Gleichung zeigt, daß es erwünscht ist,  $v_{\text{ex}}$  möglichst klein (also  $\dot{m}$  möglichst groß) zu halten, da die für einen bestimmten Schub erforderliche Leistung proportional  $v_{\text{ex}}$  ist. Andererseits müßte die Austrittsgeschwindigkeit aber möglichst groß sein, um unerwünschte Wirkungen der Raumladung in der Antriebskammer fernzuhalten.

Das Treibmittel soll sich leicht und ertragreich ionisieren lassen. Seine Atommasse muß im Hinblick auf die Raumladung klein, im Hinblick auf die Spitzengeschwindigkeit  $v_0$  des Raumschiffes jedoch groß sein. Die Spitzengeschwindigkeit eines elektrisch angetriebenen Raumschiffes ergibt sich aus der Raketengleichung

$$v_0 = v_{\text{ex}} \ln(1 + m/M)$$

Darin bedeuten  $m$  = Masse des Treibstoffes und  $M$  = Masse des Schiffskörpers.

Bei einem elektrisch angetriebenen Raumschiff wird die Masse  $M$  stets viel größer sein als die Masse  $m$  des Treibstoffes, also  $m \ll M$ . Durch diese Vereinfachung und durch Einsetzen anderer Werte für  $m$  erhält man

$$v_0 = T \cdot \frac{L}{M} \cdot \sqrt{\frac{2\mu}{U \cdot e}} \quad (3)$$

mit  $T$  = Antriebszeit,  $L$  = Leistung,  $U$  = Beschleunigungsspannung,  $\mu$  = Atommasse des Treibstoffes und  $e$  = Ionenladung. Aus (3)

geht hervor, daß eine hohe Spitzengeschwindigkeit  $v_0$  eine große Atommasse  $\mu$  des Treibmittels erfordert.

### 3. Stromquelle für ein elektrisches Antriebssystem

Die Stromquelle muß Jahre hindurch eine Leistung von mehreren tausend kW liefern. Jedes bekannte Stromerzeugungssystem dieser Leistung ist viel zu schwer, um praktisch eingesetzt zu werden. Dies trifft auch auf einen Atomteiler mit seinen dicken Strahlungsschutzwänden zu, jedenfalls im gegenwärtigen Entwicklungsstadium. Im Außenraum steht jedoch die Sonne als Energiequelle zur Verfügung, die eine konstante Leistung kostenlos abgibt. An einem mittleren Ort zwischen Erde und Mars empfängt jeder Quadratmeter Fläche von der Sonne eine Leistung von etwa 1 kW. Ein Raumschiff mit elektrischem Antrieb kann diese Strahlungswärme durch parabolische Spiegel auf Boiler konzentrieren, deren Dampf Turbogeneratoren treibt. Um möglichen Störungen durch Meteore vorzubeugen, wird man eine größere Anzahl identischer, aber unabhängig voneinander arbeitender Generatoreinheiten parallel betreiben.

Die entscheidende Größe, die die Leistungsfähigkeit einer solchen Stromquelle kennzeichnet, ist nicht der thermodynamische Wirkungsgrad, sondern der Wirkungsgrad

$$a = L/M_p$$

d. h. der Quotient aus Leistung  $L$  und Masse  $M_p$  der Anlage.

Der größte Teil der Gesamtmasse  $M_p$  ist die Masse des Kühlers. Eine große Kühlanlage hebt zwar den thermodynamischen Wirkungsgrad, da sie die Endtemperatur des Dampfes herabsetzt, sie vergrößert jedoch auch die Gesamtmasse  $M_p$ . Für jede Boilertemperatur  $T_1$

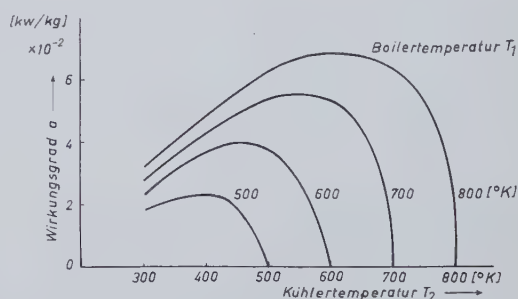


Abb. 2.  
Wirkungsgrad der Anlage als Funktion der Boiler- und Kühlertemperatur

erhält man eine optimale End- (Kühler-) Temperatur  $T_2$  (und damit die optimalen Kühlerdimensionen), bei der ein Maximum des Wirkungsgrades auftritt. Abb. 2 zeigt den Wirkungsgrad  $a$  als Funktion der Boilertemperatur  $T_1$  und der Kühlertemperatur  $T_2$ .

Eine ähnliche Betrachtung des Wirkungsgrades gilt für eine Anlage, die mit Thermoelementen anstatt mit Turbogeneratoren arbeitet. Obwohl eine derartige Anlage — mindestens grundsätzlich — einfacher wäre, würde der Wirkungsgrad  $a$  bei Verwendung der gegenwärtig verfügbaren Thermoelemente bedeutend geringer sein als der einer turboelektrischen Anlage.

Die Gesamtmasse des Raumschiffes würde also einschließen: die Masse der Kraftanlage, die Masse des Brennstoffes, die Masse der Ionenquelle, die Masse der Antriebskammer und die Masse der Nutzlast. Die Masse  $M_p$  der Kraftanlage ist hier bei weitem die größte. Läßt man die anderen Massen unberücksichtigt, so ist

$$M_p \approx M$$

Damit ergibt sich aus (3) für die Spitzengeschwindigkeit der ungefähre Wert

$$v_0 = T \cdot a \cdot \sqrt{\frac{2\mu}{U \cdot e}} \quad (4)$$



Hieraus folgt, daß die Spitzengeschwindigkeit elektrisch angetriebener Raumschiffe proportional der Antriebszeit  $T$  und dem Wirkungsgrad  $a$  der elektrischen Anlage, jedoch unabhängig von den Dimensionen des Raumschiffes ist. Jeder Versuch, die Leistung eines elektrisch angetriebenen Raumschiffes zu steigern, muß sich daher auf eine Steigerung des Wirkungsgrades  $a$  der elektrischen Stromerzeugungsanlage richten.

Die nachstehend wiedergegebene Gleichung (5) ist eine Erweiterung von (4);  $p$  bezeichnet die Strahlungsverluste der Ionenkammern,  $q$  die Masse der Ionenquellen und der Antriebskammern und  $m_0$  die Nutzlast.

$$v_0 = \frac{2U \cdot e}{\mu} \ln \left[ 1 + \frac{\mu}{e} \left( \frac{U+p}{a} + \frac{m_0 U}{L} + q \right) \right] \quad (5)$$

In dem Diagramm Abb. 3 ist die Spitzengeschwindigkeit für zwei Treibstoffe als Funktion der Startmasse  $M_0$  und als Funktion der gesamten Leistung  $L$  dargestellt.

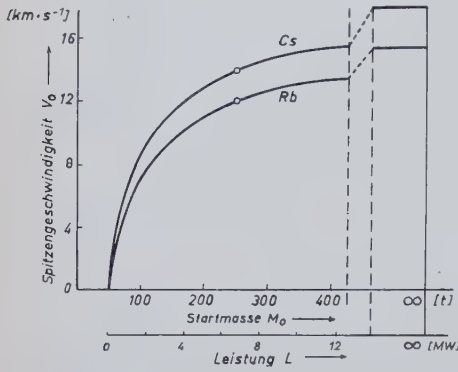


Abb. 3. Spitzengeschwindigkeit als Funktion der Startmasse (bei Verwendung von Cs und Rb) und Leistung

Zieht man alle obengenannten Forderungen in Betracht, so ergibt sich, daß die technischen Daten für den Entwurf eines elektrisch angetriebenen Raumschiffes durch eine Anzahl von Näherungsverfahren gefunden werden müssen, die sich auf die Wahl des Treibmittels, der Beschleunigungsspannung, der oberen und unteren Temperaturgrenze für die Dampfturbine und der Dimensionen der Ionenquellen und der Antriebskammern erstrecken. Nachstehende Konstruktions- und Leistungsangaben sind das Ergebnis eines solchen Verfahrens.

#### 4. Konstruktionsdaten für ein elektrisches Antriebssystem

Der geeignetste Treibstoff wäre Zäsium, da es bei einer Temperatur von  $160^\circ\text{C}$  einen ausreichend hohen Dampfdruck hat, um Gas zur Ionenkammer strömen zu lassen, und einfacher und leichter ionisiert werden kann als irgendein anderes Element (außer Radium). Berührt ein Zäsiumatom eine heiße Platinfläche, dann verliert es sein äußeres Elektron, weil seine Ionisierungsenergie geringer ist als die Austrittsarbeit des Platins. Das Elektron dringt in das Platin ein, und das Zäsiumatom verläßt die Platinoberfläche als Ion. Die Ergiebigkeit dieser einfachen Ionenquelle ist fast 100%, wenn jedes Zäsiumatom wenigstens einmal die Möglichkeit hat, auf seinem Weg durch die Ionenquelle die Platinoberfläche zu berühren. Nach Zäsium wäre Rubidium das geeignetste Material, dessen Ionisierungseigenschaften denen des Zäsiums sehr ähnlich sind. Die Ergiebigkeit bei Rubidium ist etwa 15% geringer als bei Zäsium.

Die Form der Ionenquellen und der Antriebskammern ist aus Abb. 4 ersichtlich. Zäsium- oder Rubidiumdämpfe gelangen in eine große Anzahl gleichförmiger Kammern, in denen sich elektrisch geheizte Gitter aus Platinfolie befinden. Die Beschleunigungsspannung wird zwischen dem letzten Gitter und der Austrittsöffnung jeder Kammer angelegt. Die Gitter und die Ausgangselektrode sind so geformt, daß die Ionen zur Achse jeder Kammer hin konzentriert werden, damit sie die Ausgangselektrode nicht berühren. Jede Ionenkammer ist von einer Elektronenquelle umgeben, die die Elektronen in herkömmlicher Weise durch Heizfäden erzeugt. Die Temperatur der Heizfäden wird so reguliert, daß in der Zeiteinheit die gleiche Anzahl von Ionen und Elektronen erzeugt wird. Die Spannung zur Beschleunigung der Elektronen ist gerade hoch genug, um den gewünschten Elektronenfluß zu ermöglichen (etwa 250 V). Auf diese Weise ergibt

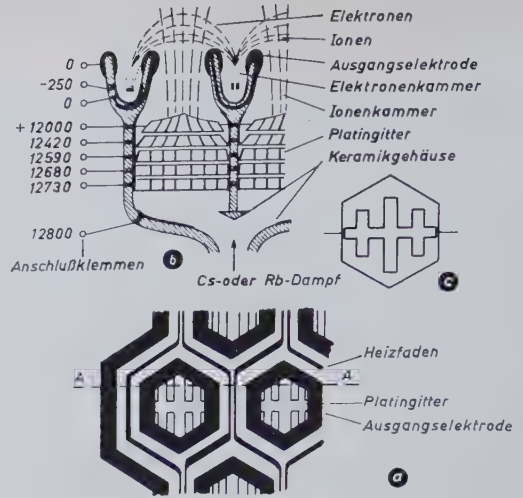


Abb. 4. Ionenquelle und Antriebskammer. a) Draufsicht auf Ionenkammern, b) Schnitt A-A nach a), c) Form eines Platingitters

sich eine schnelle Rekombination der Ionen und Elektronen unmittelbar hinter der Ausgangselektrode.

Die Anordnung der Spiegel und Stromerzeuger zeigt Abb. 5. Jeder Spiegel ist mit einem Boiler, einem Turbogenerator und einem Kühler verbunden (Abb. 6 und 7). Boiler, Turbogenerator und Kühler rotieren langsam um ihre gemeinsame Achse, um das Kondensat bis zum äußeren Rand des Kühlers fließen zu lassen, von wo es zum Boiler zurückgepumpt wird. Jeder Turbogenerator erzeugt etwa 200 kW.

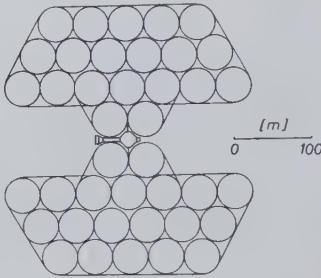


Abb. 5. Spiegel und Kraftanlage des Raumschiffes

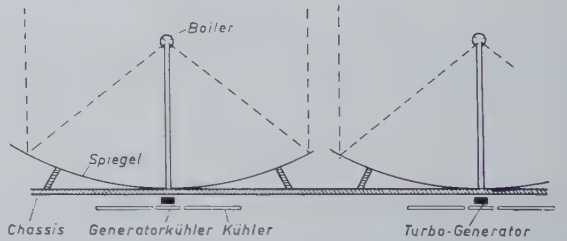


Abb. 6. Querschnitt durch Spiegel und Kraftanlage

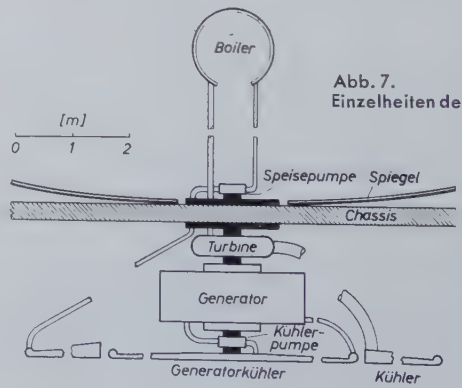


Abb. 7. Einzelheiten der Kraftanlage

Die weiter unten angeführte Liste enthält die Konstruktions- und Leistungsangaben für ein Raumschiff, das Zäsium als Treibstoff verwendet. Die Nutzlast ist mit 50 t, der Wirkungsgrad  $a$  der elektrischen Anlage mit 45 W/kg angenommen. Spitzengeschwindigkeit und



Entfernung sind unter der Annahme berechnet, daß das Raumschiff sich durch den freien Raum bewegt, ohne den Einflüssen von Schwerfeldern ausgesetzt zu sein.

Gesamte Startmasse	250 t
Treibstoffmasse	23 t
Beschleunigungsspannung	12 kV
Gesamtionenstrom	550 A
Elektrische Gesamtleistung	7,5 MW
Austrittsgeschwindigkeit	136 km/s
Schub	10 kp
Anfangsbeschleunigung	$4 \cdot 10^{-5} g$
Spitzengeschwindigkeit (1 Jahr)	14 km/s
Gesamtentfernung (1 Jahr)	$2,1 \cdot 10^8$ km
Gesamtentfernung (2 Jahre)	$7,8 \cdot 10^8$ km

Bei einer Reise von der Erde zum Mars würde das Raumschiff zunächst einige Zeit die Erde umkreisen, dann seinen elliptischen Weg um die Sonne antreten und schließlich um den Mars kreisen, bis die gewünschte Satellitenbahn erreicht ist. Die Gesamtmasse des Treibstoffes für eine Rundreise Erde—Mars—Erde (Dauer etwa 3 Jahre) würde rund 75 Tonnen betragen.

Die Startmasse eines elektrisch angetriebenen Raumschiffes kann man mit der eines Raumschiffes mit Strahltriebwerk vergleichen, das dieselbe Entfernung in derselben Zeit zurücklegt. In der nachstehenden Zusammenstellung werden die beiden Raumschiffe für Reisezeiten von einem und zwei Jahren verglichen, wiederum unter der Voraussetzung, daß keine Schwerfelder zu überwinden sind. Die Nutzlast ist jeweils 50 Tonnen.

Reisezeit [Jahre]	Entfernung [10 <sup>6</sup> km]	Startmasse	
		Elektroantrieb [t]	Chemischer Antrieb [t]
1	210	250	1100
2	780	275	7500

Dieser Vergleich zeigt, daß der elektrische Antrieb für Raumschiffe durchaus erfolgversprechende Möglichkeiten bietet.

## Neue Geräte für die elektronische Datenverarbeitung

Kürzlich gab die IBM erste Einzelheiten über einige Neukonstruktionen bekannt, die selbst für amerikanische Verhältnisse aufsehenerregend sind und mit dazu beitragen dürften, dem betrieblichen Rechnungswesen und der Automation in Zukunft ein neues Gesicht zu geben.

Für elektronische Rechenanlagen waren bisher im wesentlichen zwei Ausführungsformen von Speichern bekannt. Die Speicherung von Informationen auf Magnetbändern gestattet es, praktisch beliebig viele Informationen aufzunehmen, hat jedoch den Nachteil, daß das Aufsuchen einer bestimmten Information lange Zeit in Anspruch nimmt. Der Schnell-speicher in Form des Magnettrommel- oder Magnetkernspeichers hat den Vorteil der kurzen Zugriffszeit, jedoch ist das Fassungsvermögen begrenzt.

Der von der IBM entwickelte Magnetplattenspeicher „RAM“ hat diesen Ausführungen gegenüber den Vorteil, umfangreiche Informationen aufnehmen zu können und dennoch jederzeit jede benötigte Einzelinformation sofort zur Verfügung zu stellen.

Der Magnetplattenspeicher besteht aus 50 auf einer gemeinsamen vertikalen Achse übereinander angeordneten magnetisierbaren Platten, die mit 1200 U/min rotieren. Beide Seiten der Platten dienen zum Speichern von Daten in Form von Magnetpunkten; jede Plattenseite enthält 100 Spuren und jede Spur nimmt zehn 100stellige Datengruppen auf. Die zu speichernden Daten werden von einem elektronisch gesteuerten und sich mit sehr hoher Geschwindigkeit bewegendem Arm eingelesen bzw. abgelesen. Jede gespeicherte Information läßt sich innerhalb von Millisekunden wieder aus dem Speicher entnehmen, und ein besonderer Vorteil dieses neuen Speichers ist, daß jede gespeicherte Angabe schnell und direkt angesprochen werden kann, obwohl die Speicherung der Daten willkürlich und ohne bestimmte Ordnung der Daten erfolgt. Es ist sogar möglich, beliebige Informationen zu entnehmen, während gleichzeitig eine Vielzahl von Informationen eingegeben wird. Mit diesem Magnetplattenspeicher



IBM „RAMAC“, eine elektronische Datenverarbeitungsanlage mit dem neuen Magnetplattenspeicher „RAM“ (Speicherkapazität 5 Millionen Zahlen)

ausgerüstete Rechenanlagen sind damit in der Lage, selbst während einer laufenden Arbeit jede beliebige Anfrage sofort zu beantworten.

Eine besonders interessante Kombination ergibt sich beim Zusammenschalten des Magnetplattenspeichers „RAM“ mit dem bekannten IBM-Magnettrommelrechner „650“, der beispielsweise auch das Kernstück des elektronischen Rechenzentrums der IBM Deutschland in Sindelfingen bei Stuttgart ist. Es war bisher schon möglich, Kapazität und Leistung des „650“-Systems durch Anschluß von Magnetband- und Magnetkernspeichern sowie Druckern beträchtlich zu erweitern. Bei Verbindung von bis zu vier „RAM“-Magnetplattenspeichern mit dem Magnettrommelrechner IBM-„650“ ergibt sich eine Gesamtspeicherkapazität von 24 Millionen Zeichen, was dem Informationsinhalt von 300000 Lochkarten entspricht. Eine weitere, überaus bemerkenswerte Möglichkeit der „RAM-650“ besteht darin, daß während der automatisch ablaufenden Bearbeitung beliebiger Abrechnungsprobleme der Plattenspeicher durch bis zu zehn verschiedene — auch räumlich getrennte — Abfrageeinheiten über bestimmte Daten befragt werden kann. Mit diesen Abfrageeinheiten können bei Bedarf auch neue Daten in den Plattenspeicher eingegeben werden. Mit der „RAM-650“ ist also für Abrechnungs- und Organisationsaufgaben eine simultane Kontenführung möglich.

Die IBM-„RAMAC“, eine Simultan-Abrechnungsanlage, stellt ein in sich geschlossenes elektronisches Datenverarbeitungssystem vollständig neuer Art dar. Sie verfügt über eigene Eingabe- und Ausgabeeinheiten sowie über einen eingebauten Plattenspeicher „RAM“ mit einer Kapazität von 5 Millionen Stellen. Wie bei der „RAM-650“ ist auch hier ein Abfragen des Speichers nach bestimmten Informationen während des automatischen Ablaufs von Routinearbeiten möglich. „RAMAC“ hat außerdem eine Recheneinheit für arithmetische und logische Operationen sowie eine Eingabeeinheit für Lochkarten, einen Stanzer und einen Drucker. Kontrolle und Bedienung erfolgen von einem Steuerpult aus.

Für die Fertigungssteuerung einer umfangreichen Bandproduktion ist es von außerordentlicher Wichtigkeit, in jedem Augenblick einen genauen Überblick über alle Einzelheiten der Fertigung zu haben, um beispielsweise die Steuerung einzelner Fertigungsbänder so aufeinander abstimmen zu können, daß die Zulieferung beispielsweise der Bänder, die Baugruppen herstellen, an die Endmontage so gleichmäßig abläuft, daß diese ohne Leerlauf arbeiten kann. Einen bemerkenswerten Fortschritt für die Lösung dieser Aufgabe ist die „Automatische Produktions-Registrierung APR“. Zum erstenmal ist es hier möglich, die Fertigung in allen Einzelheiten laufend zu erfassen und zu überwachen. An allen entscheidenden Punkten der Fertigung können Kontrollergebnisse, die durch Zählen, Messen, Wiegen usw. entstehen, automatisch erfaßt und registriert werden. Das „APR“-System sammelt automatisch alle in der Produktion anfallenden Daten und bringt diese Informationen in eine Form, die die sofortige automatische Weiterverarbeitung mit Lochkartenmaschinen und elektronischen Rechenanlagen gestattet. Daneben besteht die Möglichkeit, diese Angaben auch in geschriebener Form festzuhalten oder anderweitig sichtbar zu machen. Die Betriebsleitung hat damit laufend und ohne Verzögerung einen genauen Überblick über alle Produktionsvorgänge.

Das „APR“-System besteht aus genormten Einheiten, die sich in beliebiger Anzahl und Kombination einsetzen und damit den besonderen Bedingungen einer jeden Fertigung anpassen lassen. An ein zentrales Steuerpult sind die verschiedensten Arten von Aufnahmegeräten, beispielsweise Zähler, Speicher, elektrische Meßgeräte oder andere Meßinstrumente, angeschlossen; als Ausgabeeinheiten dienen eine automatische Schreibmaschine und ein Streifenlocher.

Die bereits bekannte elektrische Schreibmaschine der IBM wurde jetzt durch eine elektronische Ableseeinrichtung erweitert, die beim Beschriften von Formularen den Schreibkräften das Setzen des Tabulators erspart. Die elektronische Tabulatorsteuerung stellt den Wagen automatisch auf die einzelnen Formularspalten ein, wenn die senkrechten Linien des Formulars mit leitfähiger Druckfarbe eingezeichnet sind. Ohne Rücksicht auf die Art des Formulars und das Einlegen in den Wagen der Schreibmaschine, steuert die Elektronik automatisch jede Tabellenspalte an. Daneben läßt sich die Schreibmaschine mit elektronischem Tabulator auch für alle normalen Schreibarbeiten verwenden.

—th



## Erich Brauns und Otto Nairz †

Fast am selben Tage starben im 79. Lebensjahr zwei Veteranen der Funktechnik: am 17. 8. 1956 Erich Brauns und am 16. 8. 1956 Otto Nairz. Erich Brauns, der 1905 bei *Telefunken* eintrat, hat sich vor allem um die Einführung der drahtlosen Telegrafie in China verdient gemacht. Otto Nairz war schon seit 1902 als Mitarbeiter von Professor Slaby in der Hochfrequenztechnik tätig. Er übernahm 1925 die Schriftleitung der „Telefunken-Zeitung“, die er mit einer beruflich bedingten Unterbrechung bis zum Ende des zweiten Weltkrieges innehatte.

## Albert Ebner †

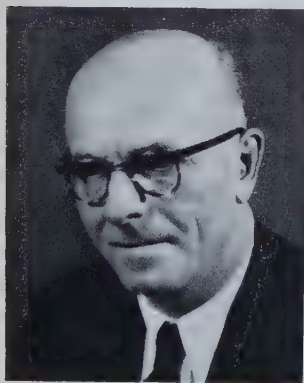
Nach kurzer schwerer Krankheit verstarb am 21. September 1956 im Alter von 65 Jahren der Senior der Firma *Perpetuum-Ebner*, Herr Albert Ebner. Mit dem Zusammenschluß der Firmen *Albert Ebner & Co* und *Perpetuum* schuf er 1936 die entscheidenden Voraussetzungen für ein Unternehmen, das die größte Phono-Spezialfabrik des Kontinents wurde. In ihm vereinten sich die Eigenschaften einer großen Unternehmerpersönlichkeit: große Erfahrung, unermüdete Schaffenskraft und Schaffensfreude gepaart mit menschlicher Herzensgüte.



## Dr. Joachim Schloemilch †

Im 48. Lebensjahr starb am 20. September 1956 nach wiederholter Erkrankung als Folge schwerer Nachkriegsjahre der Leiter der Technischen Stelle der Halbleiterfabrik des Hauses *Siemens & Halske*, Herr Dr. Joachim Schloemilch. Der Verstorbene trat 1952 in das Haus *Siemens* ein und brachte wertvolle Erkenntnisse und Erfahrungen aus früheren Tätigkeiten für sein neues Arbeitsgebiet mit. Er hat es in den wenigen Jahren verstanden, sich einen guten Namen auf allen Gebieten der Halbleiter-Technik zu schaffen und war allen ein wertvoller Mitarbeiter und Kollege.

## Erich Graetz 65 Jahre



Am 13. Oktober 1956 vollendete Herr Erich Graetz das 65. Lebensjahr. Der Sohn des Fabrikanten und Kommerzienrates Max Graetz machte, einer alten Familientradition des Hauses Graetz entsprechend, eine gründliche praktische Lehre in der väterlichen Firma und im Ausland durch, um dadurch die technischen und kaufmännischen Voraussetzungen für die spätere Mitarbeit in dem Unternehmen zu erwerben. Zusammen mit seinem Bruder Fritz Graetz wurde er 1922 in den Vorstand der Familien-AG berufen, und aus den Händen ihres Vaters übernahmen die Brüder 1931 die Leitung des Weltunternehmens.

Nach dem Verlust aller Werke begann im Sommer 1947 in Altena (Westf.) unter großen äußeren Schwierigkeiten aus dem Nichts heraus ein Wiederaufbau, der in der Geschichte der deutschen Wirtschaft nur wenige Parallelen hat und Zeugnis von dem tatkräftigen und ungebrochenen echten Unternehmerteil des Jubilars ablegt. Viele alte Mitarbeiter, die sich Herrn Graetz und seinem Hause innerlich zutiefst verbunden fühlen, halfen dabei ebenso mit wie die jungen Fachkräfte, die erst in dieser Zeit zu ihm stießen. Echter Gemeinschaftsgeist und freudige Mitarbeit trugen mit dazu bei, dem Werk seine alte Geltung im In- und Ausland wiederzugewinnen, einem Werk, das mit dem neuen Betrieb in Bochum heute über 4000 Belegschaftsmitglieder zählt und dessen Erzeugnisse in über 100 Staaten exportiert werden.

## Arthur Krusche 65 Jahre

Das 65. Lebensjahr vollendete am 10. September 1956 Herr Arthur Krusche, langjähriger Direktor der *Daimon*-Werke. Als gelernter Exportkaufmann trat er am 1. 1. 1914 bei *Daimon* ein und erhielt 1919 Prokura.

Seit dem 1. 3. 1950 ist der weitgereiste, stets quicklebendige und vitale Jubilar, der am 1. 1. 1954 sein 40jähriges Dienstjubiläum feiern konnte, Direktor des Unternehmens. Sein Leben stand und steht unter dem Wahlspruch „Schaffen und Streben — Arbeit ist Leben“.

## Dr. Lothar Rohde 50 Jahre

Am 4. Oktober 1956 jährte sich zum fünfzigsten Male der Tag, an dem der Mitgründer und Mitinhaber der jetzigen Firma *Rohde & Schwarz*, München, Herr Dr. phil. Dr.-Ing. E. h. Lothar Rohde, seinen erfolgreichen Lebensweg begann. Nach dem Studium in Köln und Jena promovierte er bei Professor Dr. A. Esau mit der Arbeit „Gasentladungen bei Hochfrequenz“ und arbeitete anschließend als Assistent im Jenaer Institut. Im August 1933 gründete er gemeinschaftlich mit Herrn Dr. Schwarz das *Physikalisch-Technische Entwicklungslabor* in München, wo Meßgeräte für die HF-Technik entwickelt und produziert wurden. Gleichzeitig war er noch wissenschaftlicher Mitarbeiter der *Hescho* und arbeitete dort bis 1942 an der Weiterentwicklung keramischer Massen und Ferrite mit. Von 1933 bis 1938 war er weiterhin wissenschaftlicher Mitarbeiter im Wernerwerk M, Berlin, von *Siemens & Halske* und von 1939 bis 1944 bei der *AEG* sowie von 1940 bis 1944 Berater bei *NSF*. Die Technische Hochschule München würdigte seine technisch-wissenschaftlichen Arbeiten durch die Verleihung der Würde eines Doktor-Ingenieur ehrenhalber. Seit dem 1. Januar 1956 ist er Fellow des *Institute of Radio Engineers* in New York. In der Nachkriegszeit galt seine Sorge dem Wiederaufbau und der Erweiterung der Firma *Rohde & Schwarz*, und trotz der dadurch bedingten starken Arbeitsbelastung gründete er den *Bayerischen Landesverband der Elektroindustrie*, dessen Vorsitzender er seit einigen Jahren ist, und war 1949 auch einer der Mitgründer des *Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie*. Heute gilt seine ganze Schaffenskraft in erster Linie dem Entwicklungssektor des Hauses *Rohde & Schwarz*, das für viele HF-Techniker im In- und Ausland zu einem Begriff geworden ist.

## Oberingenieur Otto Studemund 50 Jahre



Der Gesamtleiter der Technisch-kommerziellen Abteilung der *Valvo GmbH*, Herr Otto Studemund, beging am 17. Oktober 1956 seinen 50. Geburtstag. Sein Lebensweg ist durch die besondere Liebe zur Elektronen- und Hochvakuumtechnik gekennzeichnet. Schon vor 23 Jahren begann er in Genua geborene Hamburger seine Tätigkeit im Prüffeld der *Radioröhrenfabrik Hamburg*. Seine Erfolge ließen ihn schon wenige Jahre später zum Leiter des elektrischen Labors aufsteigen, und 1942 wurde er in die Leitung der Röhrenzentralstelle nach Berlin berufen. Die Nachkriegszeit stellte auch ihm vor schwierige berufliche Aufgaben, aber mit der ihm eigenen Gründlichkeit und Aufgeschlossenheit gegenüber allen Problemen und praktischen Fragen meisterte er auch jetzt wieder alle Aufgaben. Er übernahm das elektrische und das Qualitätslabor der *Valvo-Radioröhrenfabrik*, und als die Hauptverwaltung nach Hamburg übersiedelte, übertrug man ihm die Leitung der Technisch-kommerziellen Abteilung „Röhren“. Heute steht die gesamte Technisch-kommerzielle Abteilung der *Valvo GmbH* (Rundfunk- und Fernsehrohren, Halbleiter, Einzelteile und Keramik) unter seiner stets bewährten und erfolgreichen Leitung. Trotz der umfangreichen und vielseitigen beruflichen Aufgaben findet das Geburtstagskind aber erfreulicherweise doch noch immer eine Möglichkeit, sein umfassendes Wissen und seine Initiative den Fachverbänden und Ausschüssen zur Verfügung zu stellen und bei der Beratung brennender technischer Fragen mitzuarbeiten.

Der Gesamtleiter der Technisch-kommerziellen Abteilung der *Valvo GmbH*, Herr Otto Studemund, beging am 17. Oktober 1956 seinen 50. Geburtstag. Sein Lebensweg ist durch die besondere Liebe zur Elektronen- und Hochvakuumtechnik gekennzeichnet. Schon vor 23 Jahren begann er in Genua geborene Hamburger seine Tätigkeit im Prüffeld der *Radioröhrenfabrik Hamburg*. Seine Erfolge ließen ihn schon wenige Jahre später zum Leiter des elektrischen Labors aufsteigen, und 1942 wurde er in die Leitung der Röhrenzentralstelle nach Berlin berufen. Die Nachkriegszeit stellte auch ihm vor schwierige berufliche Aufgaben, aber mit der ihm eigenen Gründlichkeit und Aufgeschlossenheit gegenüber allen Problemen und praktischen Fragen meisterte er auch jetzt wieder alle Aufgaben. Er übernahm das elektrische und das Qualitätslabor der *Valvo-Radioröhrenfabrik*, und als die Hauptverwaltung nach Hamburg übersiedelte, übertrug man ihm die Leitung der Technisch-kommerziellen Abteilung „Röhren“. Heute steht die gesamte Technisch-kommerzielle Abteilung der *Valvo GmbH* (Rundfunk- und Fernsehrohren, Halbleiter, Einzelteile und Keramik) unter seiner stets bewährten und erfolgreichen Leitung. Trotz der umfangreichen und vielseitigen beruflichen Aufgaben findet das Geburtstagskind aber erfreulicherweise doch noch immer eine Möglichkeit, sein umfassendes Wissen und seine Initiative den Fachverbänden und Ausschüssen zur Verfügung zu stellen und bei der Beratung brennender technischer Fragen mitzuarbeiten.

## Urheberschutzvermerk für Zeichnungen

Das Normblatt *DIN 34* „Urheberschutzvermerk“ wurde jetzt vollständig überarbeitet. Die neue Ausgabe (August 1956) empfiehlt die Verwendung des Urheberschutzvermerkes allgemein für Zeichnungen, soweit diese innerhalb und außerhalb des Betriebes Betriebsangehörigen oder Dritten zur Verfügung gestellt werden. Der Vermerk bringt zum Ausdruck, daß für die betreffende Zeichnung der gesetzlich vorgesehene Schutz in weitestem Umfang in Anspruch genommen wird. Damit sollen klare Rechtsverhältnisse geschaffen und einer mißbräuchlichen Verwendung von Zeichnungen wirksam vorgebeugt werden. (Das Normblatt ist zu beziehen durch *Beuth-Vertrieb GmbH*, Berlin W 15 und Köln.)



Ein umfangreiches  
Röhren-Programm  
zur Lösung von Aufgaben  
der industriellen Elektronik

ROBUST  
RATIONELL  
RAUMSPAREND

# AEG ELEKTRONIK

## Technische Miniatur- und Oktal-Röhren

### Einstrecken-Spannungsstabilisatoren

Typ (Sockel B7G)	AG 5209 (OG 3)	AG 5210 (OB 2)	AG 5211 (OA 2)
Brennspannung			
Mittelwert [V]	85	108	150
Streuung min. [V]	83	106	144
max. [V]	87	111	164
Brennstrom			
Mittelwert [mA]	6	17,5	17,5
Regelbereich min. [mA]	1	5	5
max. [mA]	10	30	30
Zündspannung max. [V]	125	127	180
Wechselstrom- widerstand ca. [Ohm]	280	100	100

### Thyratrons mit kalter Katode

Typ	ASG OA 4 (Sockel B6-3)	ASG 5823 (Sockel B7G)	ASG 5823 A (Sockel B7G)
Anodenzündspannung bei Starter- anodenvorspannung = 0 * [V]	225—380	200—300	350—500
Starteranodenzündspannung ** [V]	70—90	70—90	70—90
Brennspannung (Anode — Katode) ca. [V]	70	65	70
Brennspannung (Starter- anode — Katode) ca. [V]	60	60	60
Anodenstrom (Scheitelwert) [A]	0,1	0,1	0,1
Anodenstrom (Mittelwert) [A]	0,025	0,025	0,025
Integrationszeit [s]	10	5	5

### Doppelgitter-Kleinthyratrons mit Glühkatode

Typ	ASG 5121 (Sockel B7G)	ASG 5727 * (Sockel B7G)
Art der Katode	indirekt geheizt	
Heizspannung [V]	6,3	6,3
Heizstrom [A]	0,6	0,6
Anodensperrenspannung (Scheitelwert) [V]	1300	1300
Anodenspannung [V]	650	650
Brennspannung ca. [V]	8	8
Anodenstrom (Scheitelwert) [A]	0,5	0,5
Anodenstrom (Mittelwert) [A]	0,1	0,1
Integrationszeit [s]	30	30

\* Gleichspannung oder Wechselspannungs-Scheitelwert einschl. Streubereich.

\*\* Es empfiehlt sich, den Starterkreis für eine Spannung von mind. 105 V auszuliegen.

\* Röhre hoher Zuverlässigkeit mit gesteigerter Stoß- und Vibrationsfestigkeit. Bei Verwendung als Impulsmodulator gelten besondere Werte.

### Photozellen

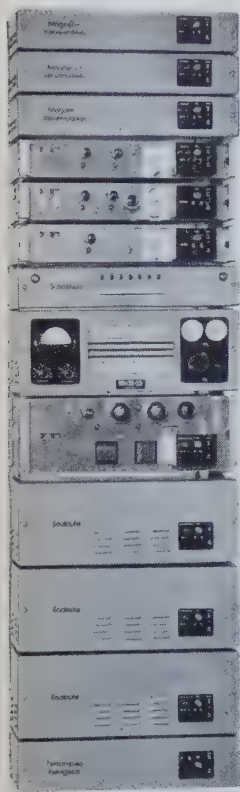
Typ	Miniatur-Ausführung (Sockel B7G)				Ausführung mit Europa-Stiftsockel: Kennbuchstabe S Ausführung mit Europa-Hülse-sockel: Kennbuchstabe H					
	Fz 9011 V	Fz 9011 G	Fz 9012 V	Fz 9012 G	Fz 11 V	Fz 11 G	Fz 21 V	Fz 21 G	Fz 12 V	Fz 12 G
Zellenart	Vakuum	Edelgas	Vakuum	Edelgas	Vakuum	Edelgas	Vakuum	Edelgas	Vakuum	Edelgas
Schichtempfindlichkeit	blau	blau	rot	rot	blau	blau	blau	blau	rot	rot
Betriebsspannung [V]	100	90	100	90	100	90	100	90	100	90
Empfindlichkeit [μA/Lm]	≈ 45	≈ 135	≈ 20	≈ 125	≈ 45	≈ 135	≈ 45	≈ 135	≈ 25	≈ 125
bei 90 V, Ra = 1 MΩ										
Katodenstrom (Scheitelwert) [μA]	8	4	3	1	8	4	16	8	6	3
Katodenstrom (Mittelwert) [μA]	2	1	1,5	0,5	2	1	4	2	2	1
Integrationszeit [s]	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30
Umgebungstemperatur max. [°C]	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50

Wir beraten Sie gern bei der Lösung Ihrer elektrotechnischen Aufgaben. Druckschriften mit ausführlichen technischen Daten der aufgeführten Röhren und größerer Thyratrons für elektrotechnische Regel- und Steueraufgaben sowie der Hochspannungsgleichrichterröhren, Hochspannungs-Thyratrons und Ignitrons stehen Ihnen auf Wunsch zur Verfügung.

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT



## TeKaDe-Tonfilmverstärkeranlage



Für Tonfilmanlagen hat *TeKaDe* eine Verstärkeranlage für Magnetton- und Lichttonwiedergabe nach dem Baukastensystem entwickelt. Durch diese Aufteilung ist es möglich, mit wenigen Verstärkereinheiten Anlagen für jeden Verwendungszweck zusammenzustellen oder nachträglich beispielsweise von Lichttonwiedergabe auf Magnettonwiedergabe zu erweitern. Die Anlage ist im Vollausbau (in der Abbildung) mit folgenden Einheiten bestückt:

1. Vier Magnetton-Vorverstärker mit besonders gut abgeschirmten Eingangsübertragern und den Röhren EF 804 S und ECC 81. Für die Aussteuerung sind etwa 0,1 mV erforderlich. Der Katodenausgang hat eine Impedanz von 4 kOhm. Jeder Vorverstärker ist mit eigenem Stromversorgungsteil ausgerüstet.
2. Der Schleusen-Verstärker für die Effekt- bzw. Raumtonspur mit 12-kHz-Sperre hat ebenfalls eigenen Stromversorgungsteil.
3. Ein Fotozellen-Vorverstärker mit Anschlußmöglichkeiten für Mikrofon, Plattenspieler, Rundfunk, Magnetton und Gong. Die beiden Fotozellen-Eingänge haben konzentrischen Steckeranschluß. Die Fotozellenspannung ist im Bereich 50...200 V stetig regelbar. Der mit zwei Röhren ECC 81 bestückte Verstärker hat eigenes Stromversorgungsteil. Durch Betätigen der entsprechenden Drucktaste auf dem darunter befindlichen Schaltfeld werden in die zweite Stufe des Verstärkers Mikrofon, Gong, Schallplatte und Magnetongerät eingeleitet.
4. Das Schaltfeld enthält die Umschaltrelais für die Magnettonköpfe. Alle Eingänge für maximal 2x4 Magnetköpfe werden über die Umschaltrelais auf die vier Magnetton-Vorverstärker geschaltet. Den in einer Reihe liegenden sieben Drucktasten sind Kontrolllampen zugeordnet. Zwei weitere Kontrolllampen zeigen an, welcher der beiden Projektoren in Betrieb ist. Die Überblendung der Projektoren erfolgt mittels der dafür bestimmten Drucktasten. Der Eingang des Saalreglers ist ebenfalls in das Schaltfeld verlegt.

5. Das Kontrollfeld enthält einen Kontroll-Lautsprecher, der auf Wunsch auch abgesetzt angeordnet werden kann, ein Aussteuerungs-Instrument, zwei Umschalter, den Netzschalter und die Sicherungen. Der Kontroll-Lautsprecher ist wahlweise an jeden Ausgang der vier Endstufen anschaltbar. Ein zweiter Umschalter legt das Aussteuerungs-Instrument wahlweise auf eine der vier Endstufen.

6. Die vier Endverstärker mit einer Ausgangsleistung von 35 W sind mit den Röhren ECC 81 und 2 x EL 34 (Gegentaktschaltung) bestückt und benötigen zur Vollaussteuerung etwa 0,5 V Eingangsspannung. Der Klirrfaktor des Endverstärkers ist bei geradlinigem Frequenzgang von 30...15000 Hz < 2%. Neben dem Normalausgang (400 Ohm, 100 V) sind weitere Ausgänge mit 1 und 10 Ohm Impedanz vorhanden. Jeder Endverstärker hat eigenes Stromversorgungsteil.

7. Das Tonlampen-Heizgerät enthält Gleichrichter für die Tonlampen der Projektoren und für die Gleichstromversorgung der eingebauten Relais und Kontrolllampen.

## Radaranlage mit abgesetztem PPI-Gerät

Bei Radaranlagen ist es im allgemeinen notwendig, das Anzeigegerät in nicht allzu großer Entfernung vom eigentlichen Radargerät aufzustellen. Kürzlich veranstaltete nun *Marconi* eine eindrucksvolle Vorführung, bei der die auf dem Londoner Flughafen aufgestellte Radaranlage *Marconi* „S. 232“ über eine Mikrowellen-Richtfunkstrecke mit dem 20 Meilen entfernten PPI-Gerät in Farnborough verbunden war. Die Richtfunkstrecke ist in der Lage, das Radarbild über drei oder vier getrennte Kanäle zu übertragen, und diese Technik ermöglicht es nun auch, eine Reihe von an verschiedenen Stellen gewonnenen Radar-Informationen an einen zentralen Kontrollraum zu geben. Bei der Vorführung wurden über die Richtfunkstrecke zwei Radar-Bildsignale zusammen mit den notwendigen Hilfssignalen für Synchronisation und Drehung übertragen. Gleichzeitig gab ein auf dem Flughafen aufgenommenes Fernsehbild den Zuschauern in Farnborough das optische Bild. Alle zu übertragenden Informationen wurden zu einem gemeinsamen Signal zusammengefaßt und als FM-Modulation über die Richtfunkstrecke übertragen. In Farnborough führte man nach Rückwandlung des ankommenden Signals in die ursprünglichen Signale die Radarinformationen mehreren PPI-Geräten zu. Zwei neue Typen von PPI-Geräten enthalten Schalter, die eine Betrachtung des Radarbildes mit und ohne Festzeichen-Unterdrückung gestatten.

## UKW-Funkmikrofone

Auf der Gießerei-Fachmesse Düsseldorf zeigte *Siemens & Halske* einen Kleinstsender, der wegen seiner geringen Abmessungen und des niedrigen Gewichtes u.a. auch besonders gut für die Verständigung zwischen dem Gießmeister und dem Kranführer geeignet ist. Das Funkmikrofon „Funk 546 S 318e“ arbeitet auf einer quarzstabilisierten Betriebsfrequenz im Bereich 68...88 MHz mit einer Sendeleistung von 0,05 W frequenzmoduliert (maximaler Hub 15 kHz) im NF-Bereich 300...3000 Hz. Frequenzumstellung erfolgt durch Auswechseln des Steuerquarzes und Nachstimmen der HF-Kreise. Das Gerät ist mit 6 x DF 61 und 1 x AD 4 bestückt. Zur Stromversorgung dienen zwei Trockenbatterien (1,5 V und 60 V). Auf einem kleinen Stahlblechgehäuse ist die nichtrostende Schleifenantenne (gestreckte Länge  $\lambda/4$ ) untergebracht. Das eingebaute Mikrofon ist mit einer feuchtigkeitsfesten perforierten Folie abgedichtet; ebenso ist die seitlich angeordnete Sprechaste durch eine Membrane gegen das Eindringen von Feuchtigkeit geschützt. Das Gesamtgewicht beträgt 740 g, davon 120 g für die Batterieeinheit.



## Novotechnik GmbH

Am 1. Oktober 1956 hat die Firma *Novotechnik GmbH*, Präzisions-Bau-elemente und -Geräte zum Messen, Regeln, Fernwirken, ein neues Gebäude in Ruit bei Stuttgart, Horbstraße, bezogen. Außer den Büros sind darin das Zentrallabor, das Zentralprüffeld und die Fertigungswerkstätten untergebracht.

## Valvo-Spezialröhren-Briefe Nr. 3

In dieser neuen Ausgabe werden zwei Endstufen von etwa 250 W Leistung mit der Tetrode *Valvo* QB 3/300 und ein zweistufiger elektronischer Zeitschalter mit der Doppeltriode *Valvo* E 80 CC für Schaltzeiten von 3 1/2 bis 6 Minuten beschrieben. Ausführliche Daten der QB 3/300 und der QE 06/50 ergänzen den Text.

## Universalpentode Valvo C 3 m

Für die verschiedenen Gebiete der Weitverkehrstechnik, z. B. für die Ausrüstung von Kanal- und Leistungsverstärkern, für die Bestückung des ZF-Teiles von Richtfunkverbindungen und für viele Anwendungsbereiche in der industriellen Elektronik und in der Meßgerätetechnik, liefert auch *Valvo* jetzt im Rahmen der Gelben Reihe die Universalpentode C 3 m. Sie entspricht den besonderen Anforderungen, die hinsichtlich langer Lebensdauer, Zuverlässigkeit und enger Toleranzen an kommerzielle Röhren gestellt werden.

Der äquivalente HF-Rauschwert in Pentodenschaltung ist 1200 Ohm, in Triodenschaltung 650 Ohm; der äquivalente NF-Rauschwert in Pentodenschaltung (im Frequenzbereich 500...3000 Hz) 5 kOhm.

## Technische Daten

$U_t$	20 V	Grenzdaten	
$I_t$	0,125 A	$U_{ao \text{ max.}}$	550 V
Kenndaten		$U_{a \text{ max.}}$	300 V
$U_a$	220 V	$N_a \text{ max.}$	4 W
$U_{g3}$	150 V	$U_{g30 \text{ max.}}$	550 V
$U_{g3}$	0 V	$U_{g3 \text{ max.}}$	300 V
$R_k$	250 $\Omega$	$U_{g30 \text{ max.}}$	550 V
$I_a$	16 mA	$U_{g2 \text{ max.}}$	300 V
$I_{g2}$	3 mA	$N_{g2 \text{ max.}}$	1 W
$S$	6,5 mA/V	$-U_{g1 \text{ max.}}$	100 V
$R_1$	250 k $\Omega$	$-U_{g1 \text{ max.}}$ ( $I_{g1} = +0,3 \mu A$ )	1,3 V
$\mu_{g3} \mu_{g1}$	19	$I_k \text{ max.}$	30 mA
$R_a$	10 k $\Omega$	$R_{g1 \text{ max.}}$ ( $N_a > 1,5 W$ )	0,5 M $\Omega$
$N_o$	1,5 W	$R_{g1 \text{ max.}}$ ( $N_a < 1,5 W$ )	3 M $\Omega$
$d_{tot}$	10 %	$U_{fk \text{ max.}}$	120 V
		$R_{fk \text{ max.}}$	20 k $\Omega$





## von heute an ...

*im Dienste der Wirtschaft, Verwaltung und Wissenschaft*

**REMINGTON RAND UNIVAC** DIE ERSTE  
SERIENMÄSSIG HERGESTELLTE ELEKTRONISCHE GROSS-  
RECHENANLAGE ZUR DATENVERARBEITUNG IN EUROPA.

*Ab heute* steht das Remington Rand-Rechenzentrum **UNIVAC EUROPA** im Frankfurter Battelle-Institut zu Ihrer Verfügung. Als Vorbild dienten die **UNIVAC**-Rechenzentren in New York und Los Angeles, die sich seit über zwei Jahren bewährt haben. **UNIVAC EUROPA** übernimmt auf Vertragsbasis Aufträge, die nach Zeitbedarf berechnet werden. Die **UNIVAC** ist ein wertvoller Partner beim Streben nach Kostensenkung und Leistungssteigerung; sie wird die Produktivität Ihres Unternehmens fördern und Sie in die Lage setzen, schnell und richtig zu disponieren.

*Was bietet Ihnen UNIVAC EUROPA?* Das Rechenzentrum berät Sie über die Möglichkeiten der elektronischen Großrechenanlage **UNIVAC**. Es wickelt viele Ihrer Arbeiten fehlerlos, schneller und billiger ab. Es löst besonders schwierige und umfangreiche Probleme, die den bisher verfügbaren Verfahren und technischen Hilfsmitteln wegen des erforderlichen Aufwandes an Zeit und Kosten verschlossen waren.

**UNIVAC EUROPA** übernimmt die Ausbildung des Personals der Unternehmen, die eine eigene **UNIVAC**-Rechenanlage aufstellen.

### *Typische Aufgaben des UNIVAC-Rechenzentrums:*

Produktionsplanung	Buchführung	Anlagenbewertung
Bestellwesen	Kostenanalysen	Marktanalysen
Lieferpläne	Betriebsstatistik	Wettervoraussagen
Betriebsabrechnung	Verkaufsprognosen	Wissenschaftl. Aufgaben
Rechnungsschreibung	Preis- u. Tarifstudien	Planungsaufgaben

**REMINGTON RAND UNIVAC:** Erstes vollständiges Programm elektronischer Rechenanlagen für die Informationsverarbeitung, vielseitig anwendbar und im praktischen Einsatz bewährt.

**Remington Rand**  
**UNIVAC EUROPA**

REMINGTON RAND GMBH FRANKFURT AM MAIN



## Todd-AO — ein neues Filmverfahren

Auf der *photokina* Köln 1956 führte *Philips* zum erstenmal auf europäischem Boden dieses neue Filmverfahren vor. Das Bild wird beim Todd-AO-Verfahren mit einem Winkel von  $128^\circ$  auf 70 mm breitem Film, der auch die sechs Magnettonspuren trägt, aufgenommen. Der von *Philips* entwickelte Universal-Projektor „DP 70“ (vergleiche auch ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 8, S. 300) ist nicht nur für Vorführungen nach dem Todd-AO-Verfahren, sondern auch für die Vorführung von Filmen aller Zwischendimensionen bis zum 35-mm-Film mit Magnetton- oder Lichttonspur geeignet.

## Intermetall-Halbleiter

Die neue Liste der *Intermetall GmbH*, Düsseldorf, gibt einen umfassenden Überblick über das Fertigungsprogramm an Germanium-Flächentransistoren, Germanium-Leistungstransistoren, Germanium-Subminiatur-Flächentransistoren, Silizium-Flächentransistoren, Silizium-Dioden, Germanium-Subminiatur-Flächendioden, Germanium-Leistungsgleichrichter und Photo-Halbleiter sowie eine gute Zusammenstellung von Definitionen und Begriffen der Halbleitertechnik.

## Siemens-Elektrolyt-Kondensatoren

Die neue Liste Be I-1 (35 Seiten DIN A 5) gibt neben technischen Erläuterungen einen Überblick über das Programm an Niedervolt- und Hochvolt-Elektrolyt-Kondensatoren sowie Einbauteilen.

# T A G U N G E N

## 4. Jahrestagung der FTG

Vom 17. bis 21. September 1956 hielt die *Fernseh-Technische Gesellschaft e. V.* im Musikstudio des *Südwestfunks* in Baden-Baden ihre vierte Jahrestagung ab. Die reichhaltige Vortragsfolge enthielt u. a. Beiträge namhafter Fachleute zu den Themengruppen Ausbreitung und Fernsehversorgung, Kamera-Bildröhren, Studiotechnik, Bildgüte und Bildstörungen, Farbfernsehen. Die nachfolgenden Referate geben einen kurzgefaßten Überblick über die wichtigsten Vorträge.

### J. Müller (FTZ), Übersicht über die Arbeiten des CCIR und CCIF auf dem Gebiet des Fernsehens

Nach kurzen einleitenden Ausführungen über die Aufgaben, die das *CCIR* und *CCIF* auf dem Gebiete des Fernsehens durchführten, wurde ein Überblick über die hier seit der VII. Vollversammlung des *CCIR* in London 1953 geleistete Arbeit gegeben. Während dieser Periode wurden — beginnend auf der Zwischentagung der *XI. StK* in Brüssel 1955 — die Probleme einer zukünftigen einheitlichen Farbfernsehnorm für Europa diskutiert und ein Arbeitsprogramm hierfür — u. a. eine Studienreise durch die Länder, in denen bereits auf dem Farbfernsehgebiet gearbeitet wird — festgelegt. Die geplante Reise nach den USA, England, Frankreich und Holland, an der von deutscher Seite Vertreter von Post, Rundfunk und Industrie teilnahmen, fand im Frühjahr 1956 statt. Trotzdem konnte auf der VIII. Vollversammlung des *CCIR* in Warschau, die am 13. September ihren Abschluß fand, bezüglich eines einheitlichen Farbfernsehstandards für Europa noch keine Einigung erzielt werden. Dem Vorschlag, die Bänder IV und V auch weiterhin nicht mit Sendern zu belegen, konnte von deutscher Seite nicht zugestimmt werden, da das Band IV dringend für die Auffüllung der Versorgungslücken im Schwarz-Weiß-Fernsehen benötigt wird.

Die wesentlichen Ergebnisse der Arbeiten auf dem Gebiet des monochromen Fernsehens lassen sich kurz wie folgt zusammenfassen:

1. Die Form des abgestrahlten HF-Signals wurde in einigen Punkten revidiert (Verlängerung der vorderen Schwarzscher, Einführung der Schwarzabhebung, Festlegung eines Gamma-Wertes).
2. Bezüglich der Anforderungen und Meßverfahren für Fernsehweitverbindungen wurde in vielen Punkten Einigkeit erzielt.
3. Die Frage, ob Phasenvorzerrung der Sender oder ein phasenlinearer Empfänger vorzuziehen ist, soll in einem Studienprogramm im Rahmen des *CCIR* studiert werden.

### W. Knöpfel (Südwestfunk), Einige Vergleichsuntersuchungen der Wellenausbreitungsverhältnisse im Band II und IV

Zum Vergleich der Ausbreitungsverhältnisse in den Bändern II (III) und IV wurde vom *Südwestfunk* eine Reihe von Untersuchungen durchgeführt. Sie erstreckten sich auf 1. die Ausbreitung über gebirgigem Gelände, besonders das Verhalten nach Beugung, 2. den Einfluß der Bebauung auf die Ausbreitung über ebenem Gelände (Ortsdämpfung). Zur Untersuchung der Ausbreitungsverhältnisse wurden vom selben Senderstandort aus Vergleichsmessungen zwischen einem Sender im Band IV und einem Sender im Band II vorgenommen, wobei jeder Sender etwa gleiche Leistung abstrahlte (etwa 15 kW ERP). Diese Vergleichsmessungen wurden gegenüber Absolutmessungen bevorzugt, weil die Genauigkeit der absoluten Feldstärkeanzeige sowohl im Band II als

auch im Band IV im Augenblick mit den üblichen Feldstärkemeßgeräten nicht ausreichend ist. Als Anzeigegerät diente ein empfindliches Röhrenvoltmeter mit vorgeschalteter Eichleitung. Auf mehreren charakteristischen Strecken wurden die relativen Feldstärken für beide Wellenbereiche gemessen. Der Vergleich ergibt, daß nach Beugung im Band IV der Verlust gegenüber Band II durchschnittlich um 12 dB größer ist. Die Ortsdämpfung im Band IV wurde mit einem Sender von 12 kW Dauerstrich-Leistung in Städten verschiedener Größe und verschiedener dichter Bebauung im Rheintal gemessen. Dabei zeigte sich, daß die Ortsdämpfung im Band IV um durchschnittlich 6 dB größer ist als im Band II. Die Kenntnis dieser Faktoren ergibt wichtige Hinweise für die zukünftige Sendernetzplanung.

### W. Händler (NWDR i. L.), Elektronische Hilfsmittel für die Berechnung von Wellenplänen

Schutzfeldstärkewerte und Versorgungswahrscheinlichkeiten in einem Sendernetz bilden die Grundlage jeder Frequenzplanung. Dabei bedient man sich der bekannten Hilfsmittel der mathematischen Statistik. Bei einer mathematisch strengen Behandlung stößt man auf Integrale, die nur numerisch auszuwerten sind. Da das für die Praxis wegen der Vielfalt der Aufgaben nicht durchführbar war, hat die *FCC* verschiedene Näherungsverfahren angegeben [1]. Von diesen Näherungsverfahren wurde das einfachste in leicht abgewandelter und verfeinerter Form in Deutschland für viele Probleme bereits angewendet [2]. Trotz der in diesem Verfahren vorgesehenen Vereinfachungen entstand durch die große Zahl der zu behandelnden Aufgaben das Bedürfnis nach weiterer Arbeitsersparnis. Nachdem bereits Ansätze zum Bau einer eigens für diesen Zweck zu entwickelnden Analogie-Rechenmaschine gemacht worden waren, wurde jetzt ein Programm für eine digitale Rechenmaschine (Besk, Stockholm) aufgestellt [3, 4].

Die elektronisch durchgeführten Berechnungen für Fernsehsender in den Bändern I und III nach dem Programm SO/120 ergeben erwartungsgemäß eindeutig reproduzierbare Ergebnisse und liefern in außerordentlich kurzer Zeit eine Fülle von auswertbaren Unterlagen in Form von Schutzfeldstärketabellen, die in Polarkoordinaten geordnet ausgedruckt werden. Dabei wurde angenommen, daß die Wahrscheinlichkeitswerte  $T_a = 99\%$  (Zeit) und  $Y = 45\%$  (Ort) ein Maß für eine ausreichende Versorgung sind. Die Ergebnisse können schnell und irrtumsfrei vervielfältigt werden, indem Wachsmatrizen in die Ausgabe der Rechenmaschine gelegt werden. Außerdem kann man die Ergebnisse über Fernschreibgeräte verhältnismäßig schnell weiterleiten.

Das elektronische Rechenprogramm SO/120 oder Varianten dieses Programms können der Vorbereitung künftiger Wellenkonferenzen dienen. Das Programm ermöglicht auch schnelle Rechnungen noch während solcher Konferenzen für den Fall, daß Änderungen beantragt, neue Sender gefordert oder gegen eine unzulässig hohe Störwirkung von fremden Sendern Einspruch erhoben wird.

### Schrifttum

- [1] Report of the Ad Hoc Committee for the Evaluation of the Radio Propagation Factors Concerning the Television and Frequency Modulation Broadcasting Service in the Frequency Range between 50 and 250 Mc. Federal Communications Commission, Washington D. C. (July 7, 1950)
- [2] Gressmann, R., u. Kaltbeitzler, K. H.: Vereinfachte Verfahren zur Bestimmung der Versorgungswahrscheinlichkeit und deren Anwendung auf UKW-Netzplanung. Techn. Hausmitt. NWDR (Sonderheft) (1952) S. 3—17
- [3] BESK, die schwedische elektronische Rechenmaschine. Nach Unterlagen des „Matematikmaskinnämnden“ bearbeitet von W. Händler. Ber. Nr. 10, Hauptabteilung Forschung NWDR, Hamburg 1956
- [4] Händler, W.: Die elektronische Berechnung von Schutzfeldstärken in den Bändern I und III (Fernsehen); Programm SO/120 für die elektronische Rechenmaschine BESK. Ber. Nr. 11, Hauptabteilung Forschung NWDR, Hamburg 1956

### P. Mallach (RTI), 12-kW-Impulssender für Ausbreitungsversuche im Band IV

Nach einer kurzen Darstellung der Anwendungsmöglichkeiten von Impulssendern bei der Untersuchung der Ausbreitungsverhältnisse im Band IV unter besonderer Berücksichtigung der Nebenpfade, die entweder durch die Geländestruktur oder durch troposphärische Einflüsse entstehen, wurden die wesentlichen Entwicklungsgesichtspunkte sowie Besonderheiten des Gerätes mitgeteilt, die sich aus der extrem kurzen Impulsdauer von 0,05...0,1  $\mu$ s sowie der verhältnismäßig hohen Impulsfolgefrequenz von 15625 Hz ergeben. Die effektive Impulsspitzenleistung von 12 kW ermöglicht in Verbindung mit einer Richtantenne die Abstrahlung einer Leistung von 200 kW. Die Verwendung der Zeilenfrequenz erlaubt die Beobachtung auch mit normalen Fernsehempfängern. Für genaue Messungen wurde ein spezieller Impulsempfänger entwickelt. Gleichzeitig mit den Untersuchungen der Übertragungseigenschaften des Versorgungsraumes, die durch Mehrwegeausbreitung infolge Reflexion, Beugung oder Brechung entstehen, können mit dem Gerät auch Rückfluß- und Mitfluß-Messungen an FS-Sendeantennen-Anlagen durchgeführt werden. Die Eigenschaften des im *RTI* entwickelten Gerätes wurden an Hand der bisher gewonnenen Erfahrungen diskutiert und die ersten Ergebnisse mitgeteilt.

### A. Kolarz (Südwestfunk), Fernseh-Kleinstumsetzer mit nur einmaliger Frequenzumsetzung zur Ortsversorgung

In gebirgigen Gebieten können mit Fernseh-Großsendern keine zusammenhängenden Flächen versorgt werden. Stark besiedelte Versorgungslücken wurden daher mit Fernseh-Umsetzern, die eine Leistung



Berkeley

# ELEKTRONISCHE ZÄHLGERÄTE UND MESSGERÄTE FÜR KERNSTRAHLUNG

von Beckman Instruments

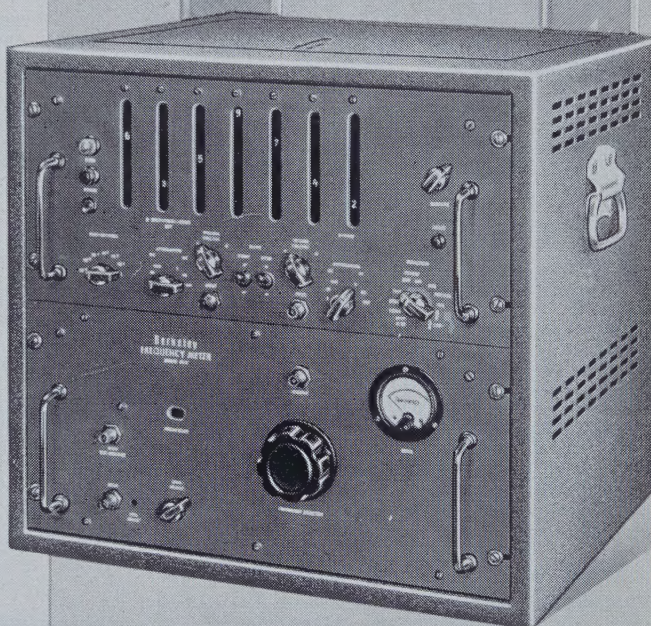
Ein Begriff  
für Genauigkeit  
und Zuverlässigkeit

## Elektronische Zählgeräte

Stückzähler  
Impuls / Zeiteinheitmesser  
Zeitintervallmesser  
Universalzähler  
für Messungen höchster  
Genauigkeit von:  
Stückzahlen, auch mit ein- oder  
zweifacher Vorwahl  
Frequenzen (max. 1 MHz, mit  
Umsetzer: 515 MHz)  
Drehzahlen, Zeiten (min. 1  $\mu$ s,  
max. 11,5 Tage)  
zur Registrierung dazu:  
Zählbetragdrucker

## Messgeräte für Kernstrahlung

Dezimal-Zähler aller Größen  
Mittelwertmesser  
Scintillationszähler  
Strahlenschutzmeßgeräte  
Doppelimpuls-Generatoren  
Taschendosimeter



Frequenzmesser Mod. 5571

**H&B**  
**GÜNTHER &  
TEGETMEYER**

Alleinvertrieb für die  
Deutsche Bundesrepublik

Beckman Instruments GmbH  
München-Puchheim  
Ein Zweigwerk der  
Beckman Instruments Inc.  
Fullerton-Kalifornien



**GÜNTHER & TEGETMEYER GMBH BRAUNSCHWEIG**

GESCHAFTSFÜHRUNG: FRANKFURT/MAIN GRÄFSTRASSE 97 IM HAUSE HARTMANN & BRAUN AG



von 100 bis einigen 100 W abstrahlen, geschlossen. Eine große Anzahl kleinerer Ortschaften blieb aber weiterhin vom Fernsehempfang ausgeschlossen, da einer stärkeren Verdichtung des Fernsehnetzes durch Umsetzer vorgenannter Leistung die Fernwirkung solcher Anlagen mit der Gefahr von Gleichkanalstörungen mit Großsendern entgegenstand. Für die Fernsehversorgung kleinerer Ortschaften sind Kleinstumsetzer mit einer Ausgangsleistung von 50 mW entwickelt worden. Durch Verwendung von Antennen mit entsprechendem Gewinn beziehungsweise durch Zwischenschalten entsprechender Dämpfungsglieder läßt sich die abgestrahlte Leistung zwischen 10 und 150 mW je nach Bedarf variieren. Bei derart kleinen Strahlungsleistungen können unter Ausnutzung der topographischen Gegebenheiten, geschickter Wellenplanung, gerichteter Sende- und Empfangsantennen Gleichkanalstörungen mit benachbarten Kleinstsendern beziehungsweise Gleichkanalstörungen mit entfernt liegenden Großsendern vermieden werden.

Die Umsetzung erfolgt unmittelbar von der Empfangsfrequenz auf die Sendefrequenz ohne den Umweg über eine Zwischenfrequenz. Die Bestückung des Kleinstumsetzers besteht demnach aus einem Eingangs- und einem Ausgangsverstärker mit je 60 dB Verstärkung, die gleichzeitig als Einheitsverstärker aufgebaut und gegenseitig austauschbar sind. Als Mischstufe dient ein streng symmetrisch aufgebauter Ringmodulator. Die besonderen Eigenschaften des Ringmischers sind dadurch gekennzeichnet, daß unerwünschte Mischprodukte einen Abstand von 60 dB vom Nutzpegel halten. Die erforderliche Abstands-frequenz wird mit einem Quarzoszillator mit einer Frequenzgenauigkeit von  $10^{-5}$  hergestellt. Die mit dem Kleinstumsetzer bisher durchgeführten Versuche sind erfolgreich verlaufen.

#### G. Schütt (FTZ), Fernseh-Außenübertragungen über ortsveränderbare Richtfunklinien

Für Fernsehübertragungen aus Orten außerhalb eines Studios benötigt man ortsveränderbare Richtfunk-Zubringerlinien. Die hierfür verwendeten Richtfunkgeräte müssen in einem für diesen Dienst zugelassenen Frequenzband (z. B. 6500...7000 MHz) arbeiten, schnell aufzubauen und leicht zu transportieren sein. Die Deutsche Bundespost verwendet außer Richtfunkgeräten der Firma CSF, Paris, (6500...7000 MHz) auch Geräte im 2000-MHz-Bereich, und zwar derselben Art, wie sie im festen Richtfunknetz im Betrieb sind. Außer diesen Geräten benötigt man geeignete Kraftfahrzeuge, fahrbare Stromversorgungsanlagen, Meßgeräte, Bildkontrollgeräte, Oszillografen und Prüf- und Signalgeber. Besondere Schwierigkeiten bereitet die Beschaffung von Antennenmasten, die sehr schnell bis zu einer Höhe von etwa 30 m auf- und abgebaut werden können, zur Aufnahme von ein oder zwei Antennen geeignet sind und andererseits die notwendige statische Sicherheit haben. In vielen Fällen baut man die Antennen auf Dächern, Kirchtürmen oder anderen hochgelegenen Punkten provisorisch auf. Hierdurch sowie infolge der durch schlechte Witterung, Unzugänglichkeit der Funkstellen usw. hervorgerufenen schwierigen Einsatzbedingungen werden an das Personal der Übertragungs-trupps sehr harte Anforderungen gestellt. Durch den zentralen überbezirklichen Einsatz der einzelnen Trupps war es bisher, trotz der ständig steigenden Zahl der Übertragungen, fast immer möglich, allen Anforderungen der Rundfunkanstalten nachzukommen. In letzter Zeit wurden wiederholt Außenübertragungen von mehreren Punkten einem Studio gleichzeitig zugeführt und dort pausenlos gemischt.

Die Deutsche Bundespost verfügt z. Z. über acht ortsveränderbare Richtfunkanlagen und wird diese Zahl mit weiterem Ansteigen des Bedarfs noch erhöhen. Das Ziel ist, jeden Punkt in der Bundesrepublik in kürzester Zeit und mit geringstem Aufwand an das Fernsehleitungsnetz anschließen zu können.

#### R. Hoffmann (FTZ), Die Fernseh-Ortskabelanlage Berlin

Örtliche Fernsehverbindungen werden im Bereich der Deutschen Bundespost mit Hilfe von Koaxialkabeln und Trägerfrequenzeinrichtungen geschaffen. Hierfür wird seit 1951 das System mit 21-MHz-Träger benutzt. Der Vortrag behandelte als neuestes Ausführungsbeispiel das Fernseh-Ortskabelnetz in West-Berlin. Als Kabel sind noch vorhandene koaxiale Paare des älteren Typs „5/18“ verwendet worden. Das Netz verbindet das Studio, den Sender am Funkturm, die Richtfunkstelle Nikolassee, über die der Anschluß an das westdeutsche Fernsehnetz hergestellt wird, und die Betriebs- und Schaltstelle der Deutschen Bundespost im Funkamt miteinander. Außerdem können von verschiedenen Aufnahmepunkten, z. B. Theatern und Sportplätzen, Übertragungen über Koaxialkabel durchgeführt werden. Die Leitungslänge des Netzes beträgt 100 km.

An Hand von Lichtbildern erläuterte der Vortragende die Führung der einzelnen Übertragungswege und die Ausrüstung mit Frequenzumsetzern Video/21 MHz und Leistungsverstärkern. Bei Außenübertragungen schaltet man zum Ausgleich der sehr verschiedenen Kabellängen, die auf einen Verstärker auflaufen, umschaltbare Verlängerungsleitungen vor. Alle Einrichtungen werden von der postalischen Schaltstelle aus zentral ein- und ausgeschaltet. Signallampen zeigen hier die Betriebsbereitschaft sowie Störungen im Netz an. Für bestimmte Strecken stehen von Hand oder mittels Koaxialrelais einschaltbare Ersatzwege bereit. Die Bildgüte auf den Kabelleitungen kann in der postalischen Schaltstelle über Kontroll-Demodulatoren und Video-Empfänger laufend überwacht werden. Abschließend wurde kurz auf die vorhandenen Prüf- und Meßeinrichtungen eingegangen.

#### H. G. Lubszynski (E.M.I. Ltd.), Einige Ladungsspeicherröhren für Halbtonebilder

Einige im Laufe der letzten Jahre bei E. M. I. entwickelte Ladungsspeicherröhren für Halbtonebilder werden beschrieben. Ziel der Entwicklung war, ein flackerfreies, helles Radarbild zu erreichen, wobei die

in der Röhre stattfindende Integration einen großen Störabstand gewährleisten sollte. Zwei der beschriebenen Röhren arbeiten mit Ladungs-restoration. Von diesen hat die VCRX 343 ein Photomosaik, das den äußeren Photoeffekt benutzt. Die andere, VCRX 360, hat einen Speicher, der auf dem inneren Photoeffekt beruht. In den beiden anderen Röhren wird auf einem isolierten Gitter ein primäres Ladungsbild erzeugt, das dazu dient, die Intensität eines Elektronenstrahles zu modulieren. Dabei bleibt das primäre Ladungsbild fast unverändert. Die Röhre VCRX 326 ist nur für alternierendes Schreiben oder Lesen zu benutzen; die VCRX 350 dagegen hat zwei Elektronenkanonen, eine zum Schreiben und eine zum Lesen. Beide Funktionen können daher gleichzeitig ausgeführt werden. Einige bei der Entwicklung dieser Röhren aufgetretene Probleme sowie weitere Anwendungen wurden besprochen.

#### W. Tretner (Fernseh GmbH), Über die Fabrikation von Superorthikon-Röhren

Die serienmäßige Herstellung von Superorthikon-Röhren verlangt besondere Sorgfalt bei allen Bauelementen, die direkt an der Umwandlung des optischen Bildes in das Fernsehsignal beteiligt sind. Es sind dies die Photokathode, das Raster und die erste Dynode des SEV. Jedes dieser Teile ist Träger eines reellen optischen oder elektronenoptischen Bildes der primären Szene, und daher addieren sich im Fernsehbild alle Fehler dieser Flächen. Mechanische Sauberkeit allein genügt nicht, sondern darüber hinaus müssen auch das elektronische Austrittspotential und die Ausbeute an Sekundärelektronen homogen über jede Fläche sein. An Hand von Bildern aus den Fertigungsräumen der Fernseh GmbH, Darmstadt, berichtete der Vortragende über die Herstellung der Grund-elemente des Superorthikons.

#### K. Frank (Fernseh GmbH), Zur Berechnung des Störabstandes im Bildsignal des Superorthikons

Im Superorthikon erreicht man durch die etwa 1000fache Stromverstärkung des Signals in dem eingebauten Sekundärverstärker, daß der Rauschpegel des Signals am Ausgang der Röhre wesentlich höher liegt als das Rauschen des nachfolgenden Verstärkers; dadurch ist sichergestellt, daß das Rauschen im Bild nur von den fundamentalen Vorgängen in der Aufnahme-röhre herrührt und nicht durch den Verstärker bedingt ist. Es läßt sich ein mathematischer Ausdruck ableiten, der die Abhängigkeit des Rauschens von den verschiedenen physikalischen Vorgängen in der Röhre — Photoemission, Ladungsspeicherung, Entladung der Speicherplatte durch den Abtaststrahl und Verstärkung im Sekundärverstärker — in klarer Weise erkennen läßt. Es zeigt sich, daß das Rauschen in den hellen Bildteilen hauptsächlich vom Speichervorgang und vom Abtaststrahl, der die Bildelemente entlädt, herrührt und nur in geringem Maße durch den Photostrom und den Sekundärverstärker bedingt ist. In dunklen Bildteilen hingegen rührt das Rauschen ausschließlich vom Abtaststrahl sowie vom Sekundärverstärker her, während der Speichervorgang und der Photostrom hier gar keinen Einfluß haben. Man kann ferner erkennen, daß die Güte der thermischen Kathode einen starken Einfluß auf den durch den Abtaststrahl bedingten Rauschanteil hat. Bei raumladungsbegrenzter Emission sinkt dieser Anteil auf einen unmerklichen Betrag ab, während er bei gesättigter Emission dominiert.

Der Störabstand im Superorthikon ist etwa proportional der je Bildelement gespeicherten Ladung und erreicht bei dem Typ 5820 mit etwa  $6 \text{ cm}^2$  Speicherfläche und  $50 \mu$  Abstand zwischen Netz und Speicherfolie für weiße Bildelemente Werte zwischen 28 und 30 dB; dieses Ergebnis ist in guter Übereinstimmung mit Messungen, die anderen Orts durchgeführt wurden. Bei einer Erhöhung der Speicherkapazität um den Faktor 2 ist ein Gewinn von 3 dB im Störabstand zu erwarten.

#### O. Goes (Fernseh GmbH), Neuere technische Ausführung der Superikonoskopröhre

Obwohl die Vorteile des Ikonoskops hinsichtlich Schärfe, guter Gradation und großen Störabstandes allgemein anerkannt sind, wird doch immer wieder die verhältnismäßig geringe Lichtempfindlichkeit kritisiert. Man hat daher nach Möglichkeiten gesucht, die Empfindlichkeit des Ikonoskops zu erhöhen. Es ist seit langem bekannt, durch Vermindern der Speicherkapazität für die einzelnen Bildelemente ein Ikonoskop zu bauen, das mit weniger Licht bis zur Sättigung voll ausgesteuert werden kann. Erinnert sei an eine Arbeit von R. Theile aus dem Jahre 1953. Dabei hat man jedoch den Nachteil, daß das Signal im gleichen Verhältnis zurückgeht. Mit dieser Anordnung allein würde man den Störabstand verschenken. Zwei Kennlinien für verschiedene Dicken der Speicherplatten zeigen, daß beide Charakteristiken mit gleicher Steilheit beginnen, im mittleren Teil etwa quadratisch verlaufen und sich dann den Sättigungswerten nähern. Das Verhältnis der Dicken der Speicherplatten ist umgekehrt dem Verhältnis der zur vollen Aussteuerung der Kennlinien benötigten Lichtstärken.

Will man den alten Störabstand beibehalten, so sind sowohl verstärker-technisch als auch hinsichtlich des Aufbaus des Ikonoskops besondere Maßnahmen erforderlich. Im vorliegenden Falle ist es gelungen, die Eingangskapazität des Verstärkers so weit herabzusetzen, daß trotz des Verzichtes auf Signal der alte Störabstand erhalten bleibt. Einerseits konnte das S/C-Verhältnis der ersten Stufe unter Verwendung moderner Spangitterröhren wesentlich vergrößert, andererseits die schädliche Kapazität des Rasteraufbaus auf die Hälfte vermindert werden, indem man nur den vom Elektronenstrahl abgetasteten Bereich der Speicherplatte leitend hinterlegte und ferner auf die auf der Speicherplatte aufliegenden Segmente zur Lichtbrummkompensation verzichtete. Diese Lichtbrummsegmente waren nach dem früheren Stand der Verstärker-



technik notwendig. Nach Einführen der Klemmschaltung für das Rücklaufpotential ergibt sich jedoch eine ausreichende Kompensation des Lichtbrumms durch rein schaltungstechnische Maßnahmen. Dieses Vorgehen ermöglichte ein Herabsetzen der Eingangskapazität auf die Hälfte. So entstand ein Ikonoskop mit geringerer Speicherkapazität, das bei gleichem Störabstand schon mit dem halben Lichtstrom bis zur Sättigung durchgesteuert werden kann. Es ist daher zu erwarten, daß man im Studio mit etwa der halben installierten Lichtleistung auskommen wird und sich dadurch der für das Image Orthikon notwendigen Studio-beleuchtung erheblich nähert.

#### R. Theile u. F. Pilz (RTI), Übertragungsfehler von Fernsehkamerasröhren

Bei dem heutigen hochentwickelten Stand des Fernsehens treten Diskussionen und Abschätzungen der zulässigen Toleranzen für die Güte der Übertragung mehr und mehr in den Vordergrund. Hierfür ist eine gute Kenntnis der möglichen Übertragungsfehler erforderlich.

Relativ gut bekannt sind die Bildfehler, die durch Eigenarten der nachrichtentechnischen Seite des Fernsehens entstehen können (im Verstärker, Sender usw., wie z. B. Verzerrungen bei der Restseitenbandübertragung). Ebenso wichtig, im einzelnen aber weniger gut bekannt, sind die Fehler der Übertragung durch Effekte in den elektro-optischen Umwandlungsorganen, insbesondere durch Vorgänge bei der Signal-erzeugung in Fernseh-Bildabstrahlröhren. Diese Übertragungsfehler werden beschrieben mit Angabe der Toleranzen, mit denen man bei den heute verwendeten Röhrentypen rechnen muß. Neben den geläufigen Qualitätsmerkmalen, wie Auflösung, Geometrie, Übertragungskennlinie, Störabstand usw., werden vor allem die Anomalien in der elektro-optischen Umwandlung in Form von sogenannten Störsignalen besprochen, insbesondere die charakteristischen Fehler des Superorthikons bei Übertragung scharfer Schwarz-Weiß-Kanten, die in Form weißer Randlinien und Verschleifungen den Bildeindruck mitunter erheblich verfälschen<sup>1)</sup>.

#### J. Weidel (C. Lorenz AG), Fernseh-Bildröhren mit 90° Ablenk- winkel

Die Verkleinerung der Bautiefe von Fernsehempfängern durch Verkürzung der Bildröhre ist im wesentlichen nur durch Vergrößerung des Ablenk winkels möglich. Erfolg der 90°-Ablenktechnik war nicht nur die Verminderung der Röhrenlänge um etwa 20%, sondern außerdem eine beachtliche Verminderung von Glasgewicht und Röhrenvolumen. Die

<sup>1)</sup> Vgl. auch Theile, R.: Die Superorthikon-Kameraröhre. ELEKTRONISCHE RUNDschau Bd. 10 (1956) Nr. 6, S. 153—157, Nr. 7, S. 193—197, Nr. 8, S. 225 und 226

90°-Ausführung der 53-cm-Bildröhre ist z. B. 4 kg leichter und beansprucht einen um 8 Liter kleineren Raum als der entsprechende 70°-Typ. Durch die besondere Konusform und willkürlich eingetemperte Glasspannungen wird bei den flachen 90°-Kolben die Implosions-Stabilität weiter verbessert. Das Sedimentieren der durch die 90°-Technik ermöglichten großen Bildschirme erfordert besondere Sorgfalt. Der geringe Abstand Schirm-Röhrenhalsansatz führte zur Entwicklung einer Aufdampfanordnung zur völlig gleichmäßigen Aluminisierung der 90°-Bildschirme. Die Gefahr einer Ausblendung ist auch bei den etwas kritischen Abmessungen im Hals-Konus-Übergang durch zweckmäßige Systemkonstruktion und Ablenkmittel vermeidbar.

Die Ablenkeinheit kompensiert die Defokussierungseffekte durch tonnenförmige Vorverzerrung des Feldes und Hochziehen der Wickelköpfe der Horizontal-Ablenkspulen am Röhrenhals. Die neuen statisch fokussierten 90°-Bildröhren AW 43-80 und AW 53-80 sind für eine Anodenspannung von 17 kV ausgelegt, so daß eine ausgezeichnete Bildqualität gewährleistet ist.

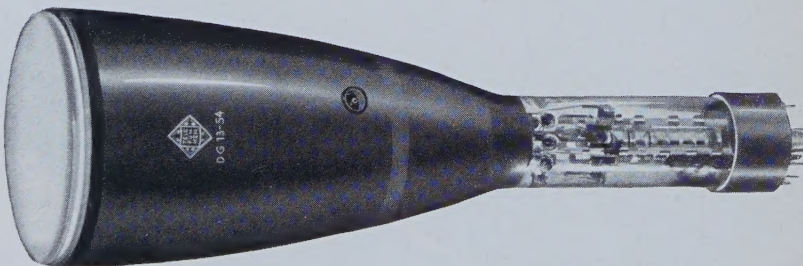
Die Erhöhung der Anodenspannung und der vergrößerte Ablenk Winkel würden eine Erhöhung der Ablenkleistung auf das Doppelte zur Folge haben, jedoch rückt beim 90°-Ablenkssystem der Ablenkmittelpunkt durch Abschrägen der Ferritkerne dem Schirm näher. Dadurch werden die erwähnten Ausblendungen vermieden und eine Verlängerung der Ablenkspulen erreicht, so daß die spezifische Ablenkleistung sogar geringer als bei der 70°-Ablenkung sein kann. Zieht man die Boosterspannung nicht zur Vertikalablenkung heran, dann sind Anodenstromaufnahme und Belastung der Zeilen-Endröhre nicht größer als bei der 70°-Ablenkung.

#### O. Schmidbauer (RTI), Aufzeichnung von Fernsehsignalen auf Magnetband

Die Aufzeichnung videofrequenter Signale auf Magnetband verlangt hohe Laufgeschwindigkeit. Eine spektrale beziehungsweise zeitliche Aufteilung zur Verringerung der Bandgeschwindigkeit führte noch zu keiner befriedigenden Lösung. Das von der RCA für die Aufzeichnung des NTSC-Farbfernsehsignals entwickelte Gerät arbeitet mit einer Bandgeschwindigkeit von 6 m/s bei einer Grenzfrequenz von 3,5 MHz mit einer Aufteilung auf 5 Spuren für Farbe, Intensität und Synchronisierungszeichen und 2 weiteren für den Begleitton. Bei der Wiedergabe sorgen zwei Regelkreise für die korrekte Phasenlage. Das NTSC-Signal wird aus den vier Modulationskanälen zurückgewonnen und die Gesamtheit der Synchronisierungszeichen nachträglich neu zugefügt. Die Firma Ampex hat einen völlig anderen Weg eingeschlagen. Um die erforderliche hohe Geschwindigkeit zu realisieren, rotiert ein Zylinder, der an seinem Umfang vier Köpfe in 90° Abstand trägt; an ihm gleitet mit einer Geschwindigkeit



# TELEFUNKEN-Röhren



TELEFUNKEN - Spezial-Röhren  
TELEFUNKEN - Kathodenstrahl-Röhren  
Germaniumdioden • Transistoren



von 38 cm/s das 2" breite Band entlang, wobei es sich dem Zylinder auf ein Viertel seines Umfanges anschmiegt. Das Videosignal wird also auf eine Art Sägezahnspur mit sehr hoher Geschwindigkeit aufgezeichnet, während der Begleitton auf einer Randspur in üblicher Weise aufgezeichnet wird. Einige dieser z. Z. nur für Schwarz-Weiß-Fernsehsignale geeigneten Geräte sollen in Kürze an amerikanische Fernsehstudios geliefert werden.

(Weitere Referate folgen im nächsten Heft)

## NEUE BÜCHER

### Taschenbuch der Hochfrequenztechnik

Herausgegeben von H. Meinke und F. W. Gundlach. Berlin 1956, Springer-Verlag. XXVIII, 1408 S. m. 1856 Abb. 8°. Preis in Ganzl. geb. 69,— DM.

Unter der Mitarbeit von 37 bekannten Fachleuten ist hier ein umfassendes wissenschaftliches Nachschlagewerk entstanden, das den heutigen Stand der Hochfrequenztechnik widerspiegelt. Besonderer Wert wurde auf die Darstellung der grundlegenden Erkenntnisse und Entwicklungen im Zusammenhang mit den Anwendungen zur Nachrichtenübermittlung gelegt und dabei bewußt auf Randgebiete wie Elektroakustik, Fernsteuertechnik, Funkpeilung, Funkortung und Anwendungen in der Medizin verzichtet. Ebenso haben die Herausgeber hochfrequenztechnische Anlagen nur am Rande behandelt, weil die schnell fortschreitende Entwicklung auf diesem Gebiet die Gefahr einer baldigen Überalterung des Textes in sich birgt. Gut ausgewählte und sorgfältig zusammengestellte Tabellen sind für den Entwicklungsingenieur zweckmäßige Hilfsmittel für die Laborarbeit.

Einen Hinweis auf den reichhaltigen Inhalt mögen die Überschriften der Hauptabschnitte geben: Bauelemente, Schaltungen aus konzentrierten Schaltelementen, Homogene Leitungen, Homogene Wellenleiter, Leitungsbaulemente und -schaltungen, Bauelemente und Schaltungen aus Hohlleitern, Leitungs- und Hohlraumresonatoren, Antennen, Wellenausbreitung, Heißeiter/Richtleiter/Transistoren, Elektronenröhren, Laufzeitröhren, Vorverstärker und Leistungsverstärker, Senderverstärker und Neutralisation, Gleichrichtung, Mischung, Schwingungserzeugung, Kipp-schwingungen und Impulstechnik, Schwankungserscheinungen, Modulation, Allgemeine Prinzipien der Nachrichtenübertragung, Sender, Empfänger, Hochfrequenzmeßtechnik, Netztransformatoren und Netzgleich-

richter. Jeder Hauptabschnitt ist durch ein gut ausgewähltes Literaturverzeichnis ergänzt, und ein ausführliches Sachverzeichnis erleichtert die Benutzung des umfangreichen Buches als Nachschlagewerk.

Die Ausführungen zur Dezimeter-, Zentimeter- und Millimeterwellentechnik hätte man sich wegen der großen Bedeutung dieser Technik gerne noch etwas ausführlicher gewünscht, ebenso die Darstellung der neuesten Fortschritte auf dem Gebiet der Transistoren, wo man die neuesten amerikanischen Forschungs- und Entwicklungsergebnisse etwas vermißt. Dagegen hätte man auf die ausführliche tabellarische Zusammenstellung der Daten moderner Empfängerröhren verzichten können, weil eine solche Tabelle relativ schnell veraltet und dem Benutzer dieses Buches für seine Arbeiten im allgemeinen die sehr viel ausführlicheren Röhren-Ringbücher der Industrie zur Verfügung stehen. Diese Bemerkungen schmälern aber den Wert des Werkes keineswegs, denn es wird für den in Forschung und Entwicklung tätigen Ingenieur und Physiker stets ein nützliches Arbeitsmittel sein.

### Second Thoughts on Radio Theory

London 1955, Verlag Iliffe & Sons, Ltd. 409 S. m. 226 Abb. Preis in Ganzl. geb. 25 s.

Der bekannte Publizist der Wireless World, „Cathode Ray“, behandelt bereits seit über zwanzig Jahren regelmäßig in jedem Heft dieser bekannten Zeitschrift ein technisches Thema in einer ganz besonderen Art. Er hat die Gabe, das grundsätzlich Wichtige klar herauszuarbeiten und dadurch jedes Problem auf seinen Kern zurückzuführen. Aus der Fülle seiner veröffentlichten Beiträge enthält dieses Buch 44 ausgewählte Themen, und bei der Lektüre wird manches bereits schon halb Vergessene wieder wach. Neben einigen Beiträgen, die den Elektrotechniker ebenso interessieren wie den Hochfrequenztechniker, sind vor allem Spezialfragen aus der Schaltungstechnik und der Berechnung von Schaltungen behandelt worden, wobei auch mathematische Themen, wie z. B. Thevenins' Theorem oder Fragen der Fehlerrechnung nicht vergessen worden sind. Diesem Buch ist auch in Deutschland ein großer Leserkreis zu wünschen, weil der Verfasser es verstanden hat, man möchte fast sagen „im Plauderton“, manches technische Problem einmal von einer ganz anderen Perspektive aus zu behandeln.

Alle besprochenen Bücher können durch HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bezogen werden

**Exaktes Wissen setzt Messen voraus.**

... Messen alles Meßbaren, und dieses Meßbare hat sich **durch das elektronische Messen** heute bis in Bereiche mikroskopischer Feinheiten, größter und kleinster Kräfte, vielfältig zusammengesetzter dynamischer Vorgänge usw. hin ausgedehnt, da es durch seine Trägheitslosigkeit, Zuverlässigkeit seiner Aufnehmer — oft papierdünn oder kleiner als ein Pfennigstück — und die Eleganz der Anzeige und Registrierung vollständig neue Meßmöglichkeiten erschließen kann. Verlangen Sie bitte die kostenlose Übersendung ausführlichen Informationen über das elektronische Messen von Dehnungen, Spannungen, Wegen, Beschleunigungen, Drücken, Zug- und Druckkräften, Schwingwegen, Drehschwingungen und Drehmomenten

**HOTTINGER • MESSTECHNIK GMBH**  
**DARMSTADT**